

Т. И. ИЗЮМОВА
В. Т. СВИРИДОВ

ВОЛНОВОДЫ, КОАКСИАЛЬНЫЕ И ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ



МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 876

Т. И. ИЗЮМОВА, В. Т. СВИРИДОВ

ВОЛНОВОДЫ, КОАКСИАЛЬНЫЕ И ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ



«ЭНЕРГИЯ • МОСКВА • 1975

6Ф2.12
И 39
УДК 621.372.81

Изюмова Т. И. и **Свиридов В. Т.**

И 39 Волноводы, коаксиальные и полосковые линии. М., «Энергия», 1975.

112 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 876).

В книге приведены конструктивные и электрические параметры волноводных и коаксиальных линий передачи СВЧ и указаны области их применения. Значительное место отведено вопросам расчета и конструирования полосковых линий (ленточных радиоволноводов) и использования их в узлах и схемах радиолюбительской и промышленной аппаратуры СВЧ диапазона.

Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей.

И $\frac{30404\text{-}078}{051(01)\text{-}75}$ 360-75 6Ф2.12

Тамара Ивановна Изюмова,
Владимир Тимофеевич Свиридов

ВОЛНОВОДЫ, КОАКСИАЛЬНЫЕ И ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Редактор И. Н. Корбанский
Редактор издательства Г. Н. Астафуров
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Т. А. Маслова
Корректор Г. Г. Желтова

Сдано в набор 30/X 1974 г. Подписано к печати 22/I 1975 г. Т 03244
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 5,88
Уч.-изд. л. 8,04 Тираж 30 000 экз. Зак. 976 Цена 33 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В 1960 г. вышла в свет книга Т. И. Изюмовой и В. Т. Свиридова «Полые и ленточные радиоволноводы». Авторы ставили задачу — ознакомить радиолюбителей с особенностями передачи электромагнитных волн по полым и ленточным (полосковым) волноводам, с наиболее характерными элементами и устройствами, применяемыми в диапазоне сверхвысоких частот.

В последние десятилетия радиотехника и электроника сверхвысоких частот развивается все более интенсивно. Уже не только полые и коаксиальные радиоволноводы, но и полосковые линии, а также узлы и элементы с их использованием, стали применяться в самых различных радиоэлектронных устройствах. Однако популярной литературы, где достаточно подробно рассмотрена физическая картина явлений в линиях передачи СВЧ, недостаточно.

В настоящей книге, являющейся по существу вторым изданием книги «Полые и ленточные радиоволноводы», в разделы, относящиеся к полым и полосковым волноводам, внесен ряд уточнений и изменений, связанных с развитием радиоэлектроники в последние годы, а также написан новый раздел, посвященный коаксиальным линиям.

Авторы с благодарностью примут критические замечания и пожелания читателей по данной книге, которые следует посылать по адресу: 113114, Москва, Шлюзовая набережная, д. 10, Массовая радиобиблиотека.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Сверхвысокими частотами (СВЧ) принято называть участок спектра электромагнитных колебаний, частоты которых расположены между 30 и 3000 МГц. Длины волн для этих крайних частот равны соответственно 10 м и 0,1 мм. Напомним, что 1 ГГц равен 10^3 МГц или 10^9 Гц. 1 Гц означает, что одно полное колебание совершается за одну секунду. Единица частоты имеет размерность 1/с. Длина волны электромагнитных колебаний λ в воздушной среде или в вакууме связана с частотой f соотношением

$$\lambda = c/f,$$

где с — скорость света в вакууме.

Безвоздушную среду, например открытый космос в отсутствии каких-либо частиц, в литературе называют еще свободным пространством. Если частоту выразить в герцах, а скорость света в свободном пространстве ($c=3\cdot 10^8$ м/с) в метрах в секунду, то длина волны λ получится в метрах.

СВЧ диапазон электромагнитных колебаний называют также диапазоном ультракоротких волн (УКВ) и подразделяют на более узкие диапазоны. Наиболее распространено деление электромагнитных волн СВЧ диапазона на метровые ($\lambda=10\div 1$ м, $f=30\div 300$ МГц), дециметровые ($\lambda=1\div 0,1$ м, $f=300$ МГц$\div 3$ ГГц), сантиметровые ($\lambda=10\div 1$ см, $f=3\div 30$ ГГц), миллиметровые ($\lambda=10\div 1$ мм, $f=30\div 300$ ГГц) и субмиллиметровые ($\lambda=1\div 0,1$ мм, $f=300\div 3000$ ГГц) волны.

Вблизи середины дециметрового диапазона ($\lambda=30\div 70$ см) происходит разделение между многими представлениями, относящимися к радиотехнике «низких» и сверхвысоких частот. Например, на СВЧ приходится отказаться от таких привычных для радиолюбителя понятий, как сосредоточенная емкость в виде конденсатора и индуктивность в виде катушки, и необходимо привыкнуть к контурам в виде объемных резонаторов, к новым типам генераторных и усилительных ламп и т. п.

Существенные особенности в диапазоне СВЧ имеют линии передачи. Нельзя сказать, конечно, что на волнах длиннее 30 см неприменимы, например, волноводы. Однако на волне 60 см волновод должен иметь слишком громоздкие размеры (45×23 см), а с другой стороны, при резонансной длине волны 15 см обычный радиотехнический контур будет иметь столь большие потери на излучение, что он будет скорее антенной, чем резонансным элементом.

В общем смысле к широкому классу радиоволноводов можно отнести самые различные виды устройств (рис. 1), вдоль которых могут распространяться электромагнитные волны. Это открытые двухпроводные линии (рис. 1,*а*), коаксиальные кабели (рис. 1,*б*), полые металлические трубы различного поперечного сечения

(рис. 1,*в*) и замедляющие системы (рис. 1,*д*), вдоль которых электромагнитные волны распространяются со скоростью, в несколько раз меньшей скорости света. К радиоволноводам относятся диэлектрические волноводы (рис. 1,*г*), представляющие собой стержни из диэлектрика с большой диэлектрической проницаемостью, а также так называемые полосковые (ленточные) симметричные (рис. 1,*е*) и несимметричные (рис. 1,*ж*) линии.

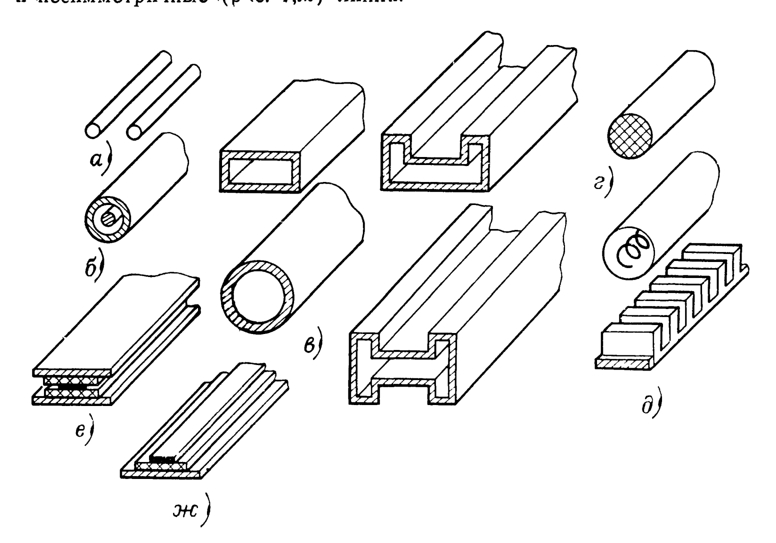


Рис. 1. Виды радиоволноводов.

а — открытая двухпроводная линия; *б* — коаксиальная линия; *в* — полые волноводы различных поперечных сечений: прямоугольного, круглого, П-образного и Н-образного; *г* — диэлектрический волновод; *д* — замедляющие системы: спиральная в экране и типа «гребенки»; *е* — симметричная полосковая линия; *ж* — несимметричная полосковая линия.

Применение коаксиальных и открытых двухпроводных линий в диапазоне СВЧ имеет ряд ограничений. Дело в том, что с укорочением длины волны расстояние между проводниками двухпроводной линии приходится уменьшать с целью снижения потерь энергии на излучение. При этом увеличивается опасность электрического пробоя при передаче по линии больших мощностей, а допуски на точность изготовления становятся все более жесткими. Поэтому на дециметровых волнах неэкранированная симметричная двухпроводная линия непригодна, ее применяют обычно на волнах длиннее 2—5 м.

Коаксиальный кабель, являясь экранированной линией, более пригоден для СВЧ. Однако и здесь с увеличением частоты увеличиваются потери в металлических проводниках (особенно во внутреннем) и диэлектрике, который необходим для крепления внутренней жилы кабеля. Кроме того, при укорочении длины волны здесь, как и в двухпроводной линии, приходится уменьшать расстояние между внутренним и наружным проводниками кабеля, что приводит к ограничению уровня передаваемой мощности. С другой стороны, на сан-

тиметровых волнах в коаксиальных линиях сравнительно больших размеров могут распространяться так называемые высшие типы волн, близкие по своим свойствам к волнам в полых волноводах. В этом случае в коаксиальных трактах появляются неожиданные паразитные резонансы, резко нарушающие их работу. Поэтому коаксиальные кабели сравнительно редко применяются на волнах короче 8—10 см. Иногда при малой передаваемой мощности и небольшой длине линии коаксиальные кабели находят применение и на волнах около 3 см в основном в измерительной аппаратуре и в приемных трактах малой длины.

Волноводы обладают рядом преимуществ по сравнению с коаксиальными и двухпроводными линиями. Для них характерны простота и жесткость конструкции. Все поле заключено внутри волновода, поэтому нет потерь энергии на излучение, как в открытой двухпроводной линии. В коаксиальных линиях для установки центрального проводника вдоль оси внешнего проводника применяется обычно диэлектрик, потери в котором вносят существенный вклад в общие потери линии. Внутри волновода в большинстве случаев имеется либо воздух, либо вакуум (в волноводах электронных приборов СВЧ). Потерями в этих средах практически можно пренебречь. Таким образом, в волноводах при воздушном их заполнении или при откачке до высокого вакуума отсутствуют потери в диэлектрике. Из-за отсутствия диэлектрика и центрального проводника пробивная прочность волновода больше, чем у коаксиальной линии. Наконец, потери в стенках волновода также меньше по сравнению с потерями в коаксиальном кабеле, в котором по внутреннему проводнику протекает ток большей плотности при одинаковой передаваемой мощности. Полезно отметить, что в диапазоне волн 5—12 см потери энергии в волноводе равны примерно 0,01 дБ на один метр длины, что приблизительно в 100 раз меньше, чем в коаксиальном кабеле (примерно 1 дБ/м), применяемом в измерительной аппаратуре для соединения различных приборов.

Напомним, что ослабление в децибелах равно $10\lg P_1/P_2$, где P_1 и P_2 — мощности соответственно на входе и выходе волноводного участка. На СВЧ в децибелах измеряют также и усиление сигнала. Для «освоения» понятия децибел полезно запомнить следующее: если P_1 в два раза больше P_2, то говорят, что P_1 больше P_2 на 3 дБ, если P_1 больше в 10 раз — то на 10 дБ, если в 100 раз — то на 20 дБ, если в 1000 раз — то на 30 дБ и т. д. Если изменения мощности на нескольких участках волновода, выраженные в разах, надо *умножать* для определения полного изменения мощности, то эти же изменения, выраженные в децибелах, надо *складывать*. По этому правилу ослабление на 43 дБ равно 40 дБ+3 дБ, что соответствует изменению мощности в $10\,000\times2=20\,000$ раз. Ослаблению на 34 дБ (40 дБ — 3 дБ — 3 дБ) соответствует изменение мощности в $10\,000/2\times2=2500$ раз.

Несмотря на отмеченные преимущества, с укорочением длины волны начинают проявляться и недостатки волноводов. Вследствие уменьшения размеров поперечного сечения понижается пробивное напряжение, что обусловливает ограничение величины передаваемой мощности. Кроме того, происходит увеличение потерь в стенках волновода. Наконец, в ряде случаев полосы частот, занимаемые сигналами, оказываются шире полосы частот, рекомендуемой для конкретного типа волновода с заданными размерами поперечного сечения. Для полного перекрытия по частоте в сантиметровом и милли-

метровом диапазонах приходится делать несколько волноводов стандартных поперечных сечений, снабжая каждый из них комплектом измерительной аппаратуры.

В последние годы все шире применяется сравнительно новый тип передающих линий — так называемые полосковые или ленточные линии. Как показано на рис. 1,*е*, *ж*, они состоят из металлических лент, пространство между которыми может быть заполнено твердым диэлектриком или воздухом. Хотя ленточные волноводы нельзя назвать полностью экранированными, излучение из них невелико. Эти линии более широкополосны, чем волноводы, имеют меньшие габариты и очень просты в изготовлении. Достаточно сказать, что в радиолюбительской практике их можно изготовить, имея металлическую фольгу, листовой диэлектрик, ножницы и клей. В промышленности для изготовления целых узлов и схем на ленточных линиях широко используют технологию изготовления печатных схем.

Существенным недостатком ленточных линий является невозможность передачи по ним больших мощностей. Однако в миллиметровом диапазоне полосковые волноводы с диэлектрическим заполнением по сравнению с полыми волноводами с воздушным заполнением допускают пропускание большей мощности в импульсе.

При рассмотрении всех видов волноводов основное внимание будет обращено на физику явлений и некоторые конкретные примеры их практического использования.

Для понимания процессов, происходящих в волноводах, необходимо напомнить физическую картину распространения электромагнитных волн, а также указать основные параметры, которыми характеризуется волновое движение.

Изменение электрического поля в какой-либо точке пространства всегда сопровождается появлением изменяющегося магнитного поля, и наоборот. Оба поля существуют одновременно и совместно, образуя единое электромагнитное поле. Изменения электрического и магнитного полей в распространяющейся в свободном пространстве электромагнитной волне вдали от источника излучения совпадают по фазе, т. е. нарастанию одного поля соответствует нарастание другого, и максимума амплитуд они достигают одновременно. Кроме того, силовые линии электрического и магнитного полей в такой волне взаимно перпендикулярны в пространстве. Магнитные силовые линии всегда являются замкнутыми линиями, а электрические силовые линии чаще всего идут от заряда одного знака к заряду другого знака (направлены от положительного заряда к отрицательному) и также являются замкнутыми линиями. Если в какой-то точке пространства возникли электромагнитные колебания, то электромагнитное поле будет перемещаться от этой точки в направлении нормали к плоскости, в которой расположены силовые линии электрического и магнитного полей.

Движущееся электромагнитное поле есть электромагнитная волна. Сила **F**, с которой поле действует на неподвижные электрические заряды, характеризуется величиной, называемой напряженностью электрического поля E

$$\mathbf{F} = q\mathbf{E},$$

где q — величина заряда.

Напряженность поля является вектором, т. е. направленной величиной, которая имеет не только числовое значение, но и определенное направление.

Относительное расположение в пространстве векторов напряженности электрического поля **E** и магнитного поля **H** и скорости движения электромагнитной волны **v** определяется правилом буравчика (рис. 2,*а*). Если вращать буравчик кратчайшим путем от **E** к **H**, то его поступательное движение совпадет с направлением распространения электромагнитной волны, т. е. с направлением вектора **v**. Такая электромагнитная волна называется плоской поперечной. Ее принято обозначать тремя буквами: TEM (буква *T* является начальной буквой английского слова *transverse*, переводимого на русский

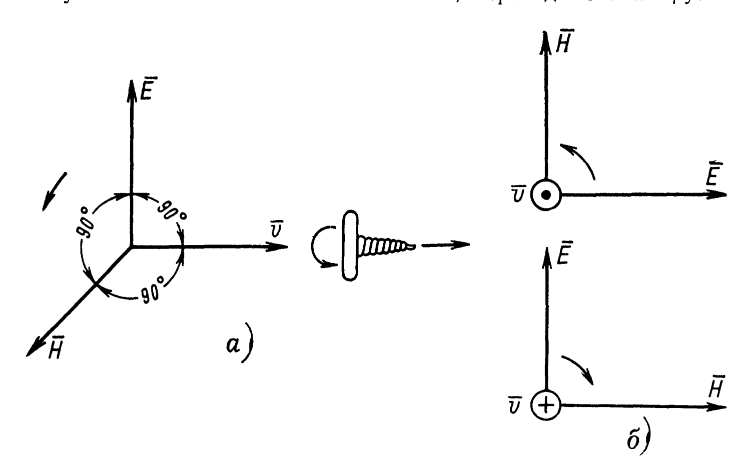


Рис. 2. Взаимное расположение векторов напряженности электрического и магнитного полей и вектора скорости распространения электромагнитной волны.

язык словом «поперечный»). Волны типа TEM распространяются вдоль открытой двухпроводной и в коаксиальной линиях, а также в свободном пространстве вдали от источника излучения. На рис. 2 показаны два способа обозначения полей на чертежах. В первом случае направления **E**, **H** и **v** совмещают с осями прямоугольной системы координат (рис. 2,*а*). Во втором случае (рис. 2,*б*) только два из трех векторов лежат в плоскости рисунка, а направление третьего указывается или точкой (вектор направлен перпендикулярно плоскости чертежа к наблюдателю), или крестиком (вектор направлен от наблюдателя).

Скорость распространения плоской электромагнитной волны в свободном пространстве v равна скорости света $c=3\cdot10^8$ м/с, а в какой-либо среде

$$v=\frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}},$$

где ε и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды соответственно.

Если на пути распространения электромагнитной волны встречаются среды с различными свойствами, то на границе раздела этих

сред напряженности электрического и магнитного полей должны удовлетворять так называемым *граничным условиям.* В частности, если пренебречь потерями, то на границе воздуха с металлом электрическое поле всегда перпендикулярно, а магнитное поле параллельно металлической поверхности.

ВОЛНОВОДЫ ПРЯМОУГОЛЬНОГО И КРУГЛОГО ПОПЕРЕЧНЫХ СЕЧЕНИЙ

ПОЛЯ И ВОЛНЫ В ВОЛНОВОДАХ

Распространение электромагнитных волн, классификация типов волн. Поперечная электромагнитная волна в волноводе распространяться не может. В полом волноводе нет внутреннего проводника, и замкнутые магнитные силовые линии, лежащие в плоскости поперечного сечения волновода, должны охватывать продольное электрическое поле. Но в поперечной волне нет продольного электрического поля. Если же электрическое поле поперечно, то оно должно охватываться силовыми линиями магнитного поля, расположенными в продольной плоскости. Однако в поперечной электромагнитной волне ТЕМ должна отсутствовать продольная составляющая магнитного поля. Поэтому в волноводах распространяются другие типы волн, имеющие отличную от волны ТЕМ структуру электрического и магнитного полей.

Типы волн, которые могут распространяться в волноводах, можно разделить на два больших класса. К первому относятся Н-волны («аш»-волны), у которых вектор напряженности магнитного поля **H** наряду с поперечными имеет продольную составляющую, а вектор электрического поля расположен полностью в плоскости поперечного сечения волновода, т. е. имеет только поперечные составляющие. Поэтому Н-волны называют еще поперечно-электрическими и обозначают ТЕ-волны. Другой класс волн составляют Е-волны. У этих волн только вектор **E** имеет продольную составляющую, а вектор **H** полностью расположен в плоскости поперечного сечения волновода. Другое название Е-волн — поперечные магнитные волны, которые обозначаются как ТМ-волны.

Любой тип волны в прямоугольном волноводе может быть представлен в виде комбинации четырех, а в простейшем случае — двух ТЕМ-волн, каждая из которых распространяется под некоторым углом α к продольной оси волновода, попеременно отражаясь от противоположных его стенок.

Рассмотрим сначала, что происходит с ТЕМ-волной при отражении ее от металлической плоскости, т. е. от какой-либо одной стенки волновода. Обратимся к рис. 3, где показаны пути распространения двух ТЕМ-волн: падающей на плоскость и отраженной от нее. Это поможет объяснить распространение в волноводе наиболее широко используемой на практике волны типа Н. Плоскость, изображенная на рис. 3, будет правой боковой стенкой волновода, если волна распространяется по нему слева направо, и мы смотрим вдоль этого направления.

Векторы **H** и **v** расположены в плоскости рисунка, а вектор **E** перпендикулярен ей. При таком расположении вектор напряженности электрического поля **E** перпендикулярен плоскости рисунка. Вектор **H** имеет как продольную составляющую $\mathbf{H}_1$, так и поперечную $\mathbf{H}_2$.

Что же происходит при отражении ТЕМ-волны от металлической плоскости при наклонном падении на нее? Для ясности векторы падающей и отраженной волн в точке отражения O изображены на рис. 3 на некотором удалении от нее.

Физически процесс отражения электромагнитной волны от металлической поверхности заключается в том, что, достигая металла, падающая электромагнитная волна возбуждает в его поверхностном слое быстропеременные электрические токи, которые в свою очередь, как и токи в передающей антенне, становятся источником излучаемых электромагнитных волн. Последние и являются отраженными волнами. Они распространяются в строго определенном направлении, причем угол падения α равен углу отражения.

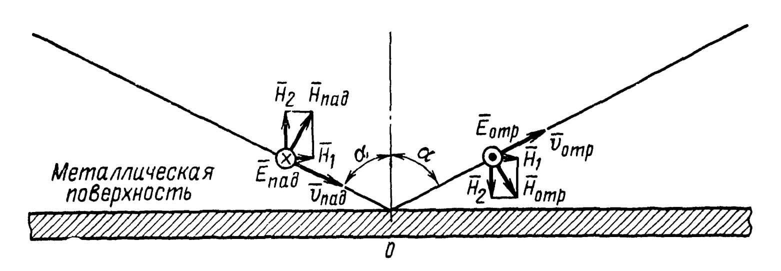


Рис. 3. Отражение плоской электромагнитной волны от металлической поверхности.

При дальнейшем рассмотрении процесса отражения будем пренебрегать потерями энергии падающей волны, расходуемой на нагрев металла токами, ею возбужденными. Эти потери обычно невелики. Другими словами, вместо металла будем рассматривать идеально проводящую плоскую поверхность, т. е. будем считать, что омическое сопротивление отражающей поверхности электрическому току равно нулю. Следовательно, при прохождении по такой поверхности тока падение напряжения равно нулю, т. е потенциалы всех точек проводника одинаковы. А так как электрические силовые линии всегда соединяют точки с разными потенциалами, то *тангенциальная составляющая электрического поля, параллельная границе раздела металла и диэлектрика* (воздуха), *должна быть равна нулю.* Это — первое граничное условие на поверхности идеального проводника.

Подобными рассуждениями можно показать, что вектор напряженности магнитного поля на границе идеального проводника не должен иметь нормальной (т. е. перпендикулярной) к металлу составляющей. Другими словами, *у поверхности идеального проводника вектор напряженности магнцтного поля параллелен ей.* Это — второе граничное условие.

Вернемся к рис. 3. На границе с металлом в данном случае суммарная напряженность электрического поля равна нулю, так как вектор **E** параллелен поверхности металла, а по первому граничному условию он должен быть равен нулю. Поэтому $\mathbf{E}_{пад} = -\mathbf{E}_{отр}$. Знак минус означает, что на границе раздела сред векторы $\mathbf{E}_{пад}$ и $\mathbf{E}_{отр}$ направлены в противоположные стороны.

Перпендикулярная поверхности металла составляющая вектора напряженности магнитного поля также равна нулю, так как в падаю-

щей и отраженной волнах составляющие H_2 должны быть равны по величине и направлены в противоположные стороны. Зато продольная составляющая магнитного поля максимальна и равна $2H_1$.

Электрическое и магнитное поля в любой точке над поверхностью идеального проводника будут определяться как падающей, так и отраженной волнами, достигшими этой точки. В результате при сложении этих двух волн в разных точках плоскости рисунка получается различная величина электрического и магнитного полей (рис. 4). Напряженность электрического поля при удалении от поверхности отражения постепенно увеличивается, пока не достигнет своего максимального значения, потом снова уменьшается до нуля, меняет направление, снова увеличивается до максимума и т. д.

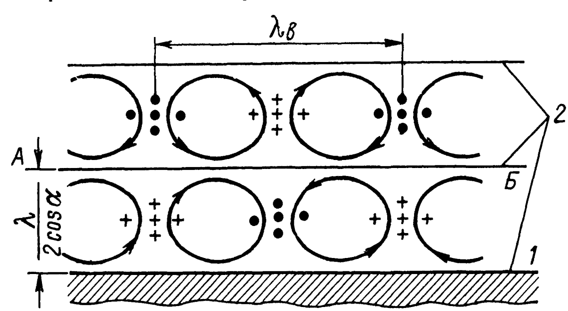


Рис. 4. Картина поля при отражении плоской электромагнитной волны от металлической поверхности.
1 — металлическая поверхность; *2* — плоскости нулевого электрического поля.

Магнитные силовые линии образуют замкнутые кривые. Перпендикулярная поверхности раздела сред составляющая вектора напряженности магнитного поля максимальна там, где достигает максимума и электрическое поле. Продольная составляющая вектора напряженности магнитного поля достигает максимальной величины в тех точках, где электрическое поле равно нулю.

Следует обратить внимание на то, что рассмотренная выше картина полей соответствует фиксированному моменту времени. Если рассматривать изменение электромагнитного поля во времени, то изображенная на рис. 4 картина силовых линий будет перемещаться слева направо со скоростью, равной так называемой фазовой скорости $v_ф$, которая, как увидим ниже, равна $c/\sin\alpha$.

Теперь с помощью дополнительных идеально проводящих стенок образуем волновод прямоугольного сечения. Изображенную на рис. 4 металлическую плоскость будем считать правой боковой стенкой нашего волновода (наблюдатель находится вблизи точки *А* и смотрит в направлении точки *Б*). Если теперь мы расположим металлическую плоскость, например, в первой от границы металла и воздуха плоскости нулевого электрического поля (по линии *АБ* на рис. 4), то картина поля между плоскостями сохранится, так как граничные условия будут выполняться. Введенная металлическая плоскость будет левой боковой стенкой волновода. Другие две стенки волновода, параллельные плоскости рисунка (назовем их верхней и нижней

стенками), можно разместить на любом произвольном расстоянии b. Но, как будет показано ниже, лучше выбрать величину b меньше $\lambda/2$. Картина поля между боковыми стенками при введении верхней и нижней стенок не изменится, так как на последних выполняются как первое, так и второе граничные условия. Таким образом, у образованного нами волновода прямоугольного сечения ширина широкой стенки $a=\lambda/(2\cos\alpha)$, а высота узких боковых стенок равна b.

Итак, при ориентировке электрического и магнитного полей плоской волны, как показано на рис. 3, в волноводе образовалась волна типа H(TE), как результат сложения плоских волн, распространяющихся под углом α к боковым стенкам волновода и многократно от них отражающихся.

Аналогичное рассмотрение можно привести и для другого случая, когда вектор напряженности электрического поля расположен в плоскости падения ТЕМ-волны на отражающую поверхность, а вектор напряженности магнитного поля перпендикулярен ей (на рис. 3 для этого случая векторы **E** и **H** надо поменять местами, а направление вектора **H** изменить на обратное; при этом направление векторов $\mathbf{v}_{пад}$ и $\mathbf{v}_{отр}$ не изменится). Сложение падающей и отраженной волн приводит здесь к появлению волны типа E (TM), распространяющейся вдоль поверхности отражения.

Волн типов H и **E**, отличающихся одна от другой количеством отдельных простейших ячеек поля, которые укладываются вдоль большей или меньшей сторон поперечного сечения волновода, может быть бесчисленное множество. Действительно, в рассмотренном случае для H-волны (см. рис. 4) левую боковую стенку волновода можно было бы расположить на различных расстояниях a от металлической поверхности. Нужно только, чтобы выполнялось равенство

$$a\cos\alpha = \frac{\lambda}{2}k,$$

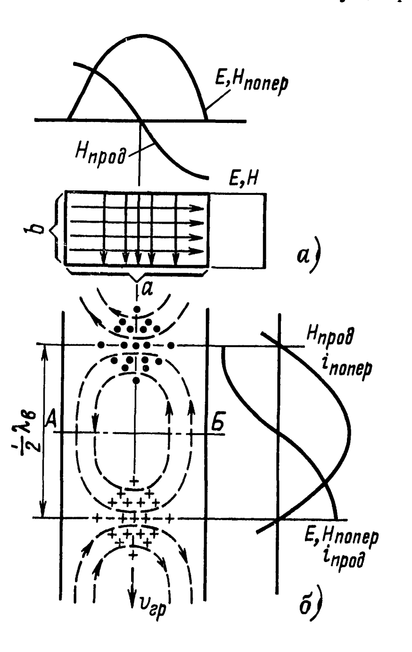
где k — любое положительное целое число.

Иными словами, вдоль широкой стенки волновода может быть расположено любое число ячеек поля. То же самое можно в общем случае сказать и об узкой стенке волновода. Поэтому для классификации волн у буквы, обозначающей тип волны, ставится двойной цифровой индекс (H_{mn} или E_{mn}). Эти цифры указывают количество пространственных полупериодов поля, располагающихся вдоль широкой (m) и узкой (n) стенок волновода. Например, простейшая магнитная волна обозначается символом H_{10} или TE_{10}. В такой волне вдоль широкой стенки волновода расположена одна ячейка поля, т. е. электрическое поле в поперечном сечении имеет один максимум. В направлении, параллельном узкой стенке, т. е. вдоль узкой стенки, иначе говоря, по высоте волновода, поле не меняется.

В волноводе круглого сечения также могут распространяться волны различных типов. Как и в прямоугольном волноводе их обозначают с помощью символов E и H и индексов, состоящих из двух целых чисел n и i. Здесь n указывает на число периодов изменения интенсивности полей вдоль окружности, а i — на число максимумов поля на длине радиуса волновода (а не его диаметра). Для некоторых типов волн в круглом волноводе вдоль радиуса может укладываться нецелое число пространственных полупериодов поля. В этом случае для определения значения индекса i производят округление до ближайшего целого числа в сторону увеличения.

Какой тип волны будет существовать в том или ином волноводе, зависит от многих причин: от формы поперечного сечения волновода и его размеров, рабочей длины волны и способа возбуждения волн в волноводе.

Структура полей некоторых типов волн в прямоугольном волноводе. Картина электрического и магнитного полей в какой-то момент времени для волны H_{10} приведена на рис. 5. Здесь же показаны и токи, текущие по внутренней поверхности стенок волновода. Магнитные силовые линии изображены штриховыми, а электрические — сплошными линиями. Чем гуще расположены силовые линии, тем



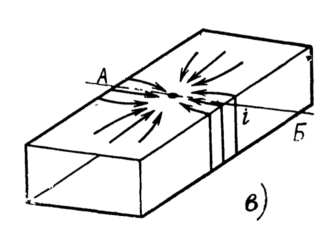


Рис. 5. Структура поля волны H_{10} в волноводе прямоугольного сечения.

а — в поперечном сечении волновода; *б* — вдоль продольной оси волновода; *в* — картина линий поверхностных токов на внутренних стенках волновода (*a* — размер широкой стенки; *b* — размер узкой стенки волновода).

больше напряженность поля в данной точке внутренней полости волновода. Такой, хотя и грубый способ изображения величин полей дает возможность выяснить их основные свойства и особенности. Так, например, по картине силовых линий электрического поля можно установить, что напряженность электрического поля равна нулю у боковых (узких) стенок и максимальна в средней части волновода вблизи середины широких стенок. В поперечном сечении, таким образом, «укладывается» один пространственный полупериод электрического поля вдоль широкой стенки, а вдоль узкой стенки электрическое поле не меняется.

Для магнитного поля получается более сложная картина, так как имеются поперечная и продольная составляющие вектора напряженности магнитного поля. Распределение интенсивности поперечной составляющей вектора напряженности магнитного поля совпадает с распределением интенсивности напряженности электрического поля вдоль широкой и узкой стенок волновода. Продольная составляющая

вектора напряженности магнитного поля, наоборот, равна нулю в средней части и максимальна у узких стенок волновода (рис. 5,*а*).

Вдоль оси волновода продольная и поперечная составляющие вектора напряженности магнитного поля сдвинуты относительно друг друга на четверть длины волны в волноводе: амплитуда продольного магнитного поля максимальна там, где поперечное электрическое поле равно нулю. Закон распределения амплитуд электрического поля вдоль оси волновода совпадает с изменением поперечной составляющей магнитного поля (рис. 5,*б*).

Следует еще раз подчеркнуть, что изображенная на рис. 5 картина силовых линий бегущей по волноводу волны H_{10}, справедлива для некоторого фиксированного момента времени (а также для всех последующих моментов, отличающихся от этого на целое число периодов высокочастотных колебаний T). Напомним, что период обратно пропорционален частоте f: $T=1/f$. Если рассматривать эту картину силовых линий во времени, то она будет перемещаться вдоль волновода с **фазовой скоростью** $v_ф$, совпадающей по направлению с **групповой скоростью** $v_{гр}$, т. е. со **средней скоростью** перемещения высокочастотной энергии по волноводу. Нетрудно сообразить, что через половину периода T картина силовых линий на рис. 5 повторится, только направление силовых линий E и H (направление стрелок) поменяется на обратное.

Электромагнитная волна в волноводе распространяется вдоль его оси. Если на конце волновода вся высокочастотная энергия, переносимая волной, поглощается в нагрузке, то, как и в обычных длинных линиях (открытой двухпроводной или коаксиальной), в волноводе будет существовать режим бегущей волны. Этот режим является наиболее желательным при передаче энергии по волноводу. Именно для этого режима рассматривалась выше картина электромагнитного поля в волноводе.

При частичном отражении от нагрузки к. п. д. линии передачи уменьшается, так как не вся поступающая в волновод энергия используется в нагрузке. Кроме того, при образовании стоячей волны в отдельных участках волновода, отстоящих друг от друга на $\lambda_в/2$, образуются пучности тока и напряженности электрического поля, т. е. возрастает плотность тока при той же мощности генератора, что приводит к увеличению тепловых потерь энергии, а в случае передачи предельно больших мощностей для данного типа волновода возможен пробой в местах максимумов электрического поля.

Токи в стенках волновода всегда направлены перпендикулярно магнитным силовым линиям в данной точке, а их плотность численно равна напряженности магнитного поля в той же точке. Так как в волне типа H_{10} вектор напряженности магнитного поля имеет продольную и поперечную составляющие, то в поверхностном слое широкой стенки токи также имеют продольные и поперечные составляющие, причем максимальное значение продольного тока наблюдается в середине широкой стенки, а максимальное значение поперечного тока — у ее краев. По узкой стенке протекают только поперечные токи, и их значения определяются максимальным значением продольного магнитного поля. В центре широкой стенки, в тех местах, где электрическое поле меняет свое направление (вблизи плоскостей типа *АБ* на рис. 5,*в*), линии тока как бы обрываются (рис. 5,*в*). Но это кажущийся разрыв; замкнутость линий тока обеспечивается за счет токов смещения, подобно тому как это происходит в цепи с конденсатором.

Распределение токов в волноводах необходимо знать для правильного их конструирования и применения. Так, для волны H_{10} нужно обеспечить хороший контакт в углах волновода, где текут поперечные токи. В середине же широкой стенки можно сделать узкую продольную щель. Она не нарушит работы волновода, так как параллельна продольным токам, а поперечные токи равны нулю; излучение высокочастотной энергии через нее будет отсутствовать.

Волна H_{10} в волноводе прямоугольного сечения имеет самую простую структуру поля и представляет собой основной тип волны. Все другие типы волн называются высшими.

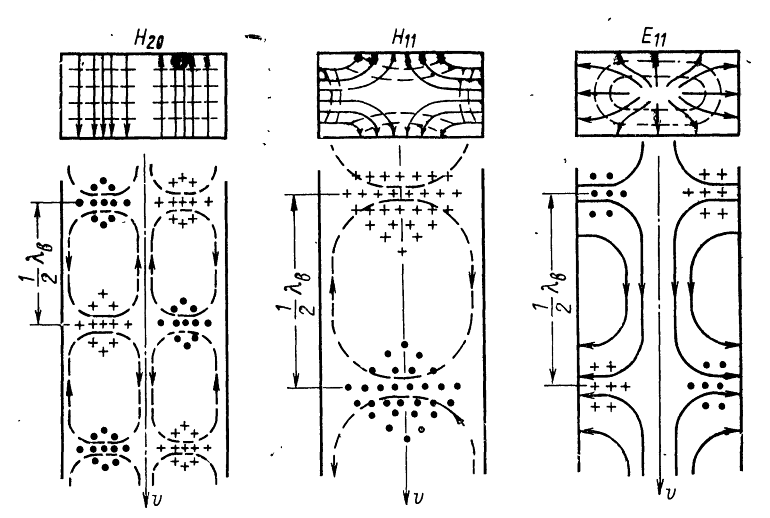


Рис. 6. Структуры полей волн H_{20}, H_{11} и E_{11} в волноводе прямоугольного сечения.

На рис. 6 приведены картины полей для волн типа H_{20}, H_{11} и E_{11}. Для волны H_{20} вдоль широкой стенки имеются два максимума интенсивности полей. Это по сути дела картина поля волны типа H_{10}, повторенная дважды со сдвигом фаз в соседних ячейках поля на 180°. Для волны H_{11} поля изменяются и вдоль узкой стенки, так что в поперечном сечении волновода электрическое поле имеет сложную структуру. Конфигурация поля волны E_{11} относительно простая. Магнитные силовые линии расположены в поперечной плоскости и представляют собой замкнутые кривые, а электрическое поле имеет максимальную продольную составляющую на оси волновода. Это простейшая волна типа E. В прямоугольном волноводе волны типа E_{10} и E_{01} не могут существовать, так как магнитное поле таких волн должно было бы быть направлено перпендикулярно стенкам волновода, что, как уже указывалось, невозможно.

В случае E-волн в стенках волновода могут течь только продольные токи. Следовательно, нет необходимости обеспечивать хороший контакт в углах волновода. Последний в этом случае может быть изготовлен из четырех металлических лент, не спаянных в месте

стыка, а только скрепленных в ряде точек по длине для обеспечения механической прочности и жесткости конструкции.

Структура полей некоторых типов волн в круглых волноводах. На рис. 7 показано, как меняется картина полей волн H_{10} и E_{11} в прямоугольном волноводе при переходе сначала к овальному, а затем к круглому сечениям. Полям волн H_{10} и E_{11} прямоугольного волновода соответствуют конфигурации полей волн H_{11} и E_{01}

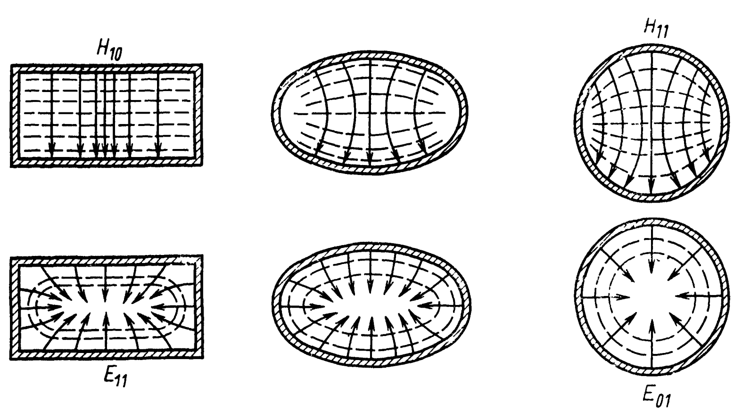


Рис. 7. Изменение картины полей волн H_{10} и E_{11} в волноводе при трансформации формы поперечного сечения.

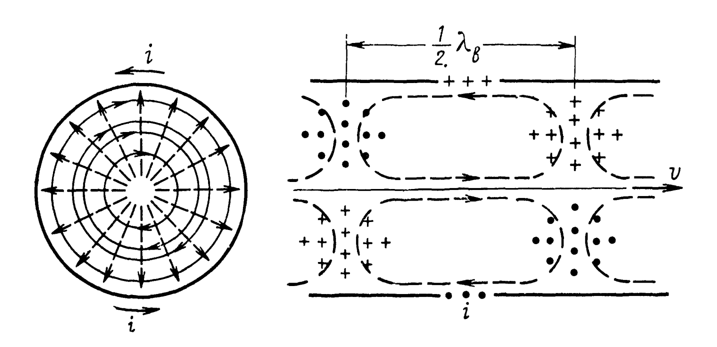


Рис. 8. Картины поля волны H_{01} в круглом волноводе.
i — направление кольцевых токов в стенках волновода.

в круглом волноводе. Волна H_{11} для круглого волновода является основным типом волны. Можно заметить, что электромагнитное поле волны типа E_{01} имеет осевую симметрию. Как и для любой другой волны типа E токи в стенках текут только в продольном направлении. Обратим внимание, что индексы типов волн, «похожих» по структуре, в прямоугольном и круглом волноводах существенно отличаются друг от друга, причем простой закономерности перехода от индексов волн в прямоугольном волноводе к индексам волн

в круглом здесь нет. Так, волна H_{10} в прямоугольном волноводе «похожа» по структуре поля на волну H_{11} в круглом волноводе, а волна E_{11} в прямоугольном волноводе «похожа» на волну E_{01} в круглом.

Для практического использования круглых волноводов большое значение имеет волна типа H_{01}, картина поля которой представлена на рис. 8. Электрические силовые линии у этой волны являются концентрическими окружностями, расположенными в плоскости поперечного сечения волновода. Магнитные силовые линии в виде петель вытянуты вдоль волновода и расположены в плоскости, проходящих через ось волновода. Отличительной особенностью этой волны является наличие только кольцевых токов в стенках волновода. Это свойство, как будет показано ниже, является очень ценным, так как при увеличении частоты сигнала потери энергии этой волны уменьшаются. Для всех других волн (кроме волн типа H_{0n}) потери энергии значительно увеличиваются с ростом частоты.

Поле волны H_{01}, как и волны E_{01}, обладает осевой симметрией, что позволяет применять волноводы с этими волнами во вращающихся соединениях, когда нужно, например, соединить неподвижный волноводный тракт с вращающейся антенной.

ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В ВОЛНОВОДАХ

Длина волны в волноводе. Фазовая и групповая скорости. Длина волны в волноводах значительно отличается от длины волны в свободном пространстве. На рис. 9 показано среднее сечение прямоугольного волновода. Рассмотрим, как и в случае рис. 3, плоскую ТЕМ-волну, падающую под углом α на боковую (узкую) стен-

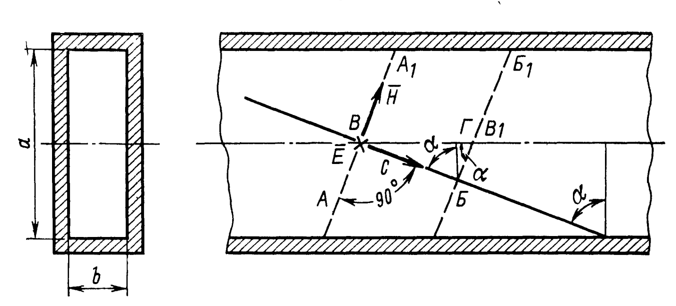


Рис. 9. К определению фазовой и групповой скоростей в волноводе.

ку волновода. Фронт такой волны есть плоскость, перпендикулярная вектору скорости распространения волны, величина которого равна скорости света c. Фронт волны пересекает плоскость чертежа по пунктирной линии AA_1. Отраженную от боковой стенки волну рассматривать не будем.

В любой точке фронта плоской волны фаза электрического и фаза магнитного полей имеют одно и то же значение. Пусть через промежуток времени t фронт плоской волны переместится в направ-

лении вектора c и займет положение $ББ_1$. Нетрудно видеть, что вдоль оси волновода участки фронта волны с постоянной фазой прошли путь $ВВ_1$, больший, чем в направлении распространения волны $ВБ$. Другими словами, фазовая скорость волны вдоль оси волновода $v_ф$ больше c. Чему же она равна?

Путь $ВВ_1$ равен $v_ф t$, а путь $ВБ=ct$. Из прямоугольного треугольника $БВВ_1$ найдем: $ВВ_1=ВБ/\sin\alpha$, т. е. $v_ф t=ct/\sin\alpha$ или $v_ф=c/\sin\alpha$.

В линиях передачи, в том числе и в волноводах, групповая скорость $v_{гр}$ равна скорости перемещения вдоль оси волновода высокочастотной энергии, связанной с волной. За то же время t, что и в предыдущем случае, энергия вдоль оси волновода переместится на расстояние $ВГ$, меньшее $ВБ$. Из прямоугольного треугольника $БВГ$ найдем: $ВГ=ВБ\sin\alpha$, т. е. $v_{гр}t=ct\sin\alpha$ или $v_{гр}=c\sin\alpha$.

Важно подчеркнуть, что если фазовая скорость волн в волноводе всегда больше скорости света c, то групповая скорость всегда меньше ее.

С уменьшением угла падения α значение фазовой скорости увеличивается. В пределе, когда ТЕМ-волна падает перпендикулярно на боковую стенку волновода ($\alpha=0$), фазовая скорость равна бесконечности. С другой стороны, чем меньше угол α, тем меньше групповая скорость, и при α, стремящемся к нулю, $v_{гр}$ также стремится к нулю.

Так как длина волны в волноводе $\lambda_в$ равна $v_ф T$, где $T=1/f$ (f — частота электромагнитных колебаний), а длина волны в свободном пространстве $\lambda=cT$, то длина волны в волноводе всегда больше длины волны в свободном пространстве. Везде на рисунках, изображающих картины поля, указывалась именно величина $\lambda_в$. Эту волну можно измерить экспериментально с помощью измерительной линии в режиме стоячих волн: расстояние между соседними минимумами или максимумами поля равно $\lambda_в/2$.

Необходимо также отметить, что между $v_ф$, $v_{гр}$ и c существует простая зависимость:

$$v_ф v_{гр}=c^2.$$

Критическая длина волны. Рассмотрим понятие критической длины волны на примере волны H_{10} прямоугольного волновода. По мере увеличения длины волны угол падения плоской волны α уменьшается. При этом групповая скорость падает. Когда $\alpha=0$, размер a волновода точно равен $\lambda/2$. При этом передачи энергии вдоль волновода не будет. Таким образом, для волны H_{10} критическая длина волны равна $2a$. Электромагнитная волна по волноводу будет распространяться только в том случае, если ее длина меньше критической, или, что то же самое, частота электромагнитных колебаний больше критической. Если же длина волны больше критической, а частота соответственно меньше, то говорят, что волновод работает в режиме отсечки и является *запредельным волноводом.* При этом поле в волноводе быстро ослабевает.

Таким образом, критической длиной волны называется такая длина волны, измеренная в свободном пространстве, а не в волноводе, при которой прекращается распространение волны данного типа по волноводу.

Наличие критической частоты превращает волноводы в своеобразные фильтры верхних частот, не пропускающих волны с частотами, меньшими критической.

Существует общая зависимость между длиной волны в волноводе $\lambda_в$, длиной волны в свободном пространстве λ и критической длиной волны $\lambda_{кр}$, справедливая для волноводов с любой формой поперечного сечения:

$$\lambda_в = \frac{\lambda}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1-(f_{кр}/f)^2}} > \lambda.$$

При приближении рабочей длины волны λ к критической, как нетрудно видеть из этой формулы, длина волны в волноводе все более резко возрастает. Это свойство волноводов используется для изготовления точных (прецизионных) волномеров. Ведь даже малое изменение рабочей длины волны приводит в этом случае к большому изменению длины волны в волноводе.

В приведенной формуле предполагалось, что внутри волновода воздух или вакуум. Если же волновод полностью заполнить диэлектриком, у которого относительные диэлектрическая ε и магнитная μ проницаемости не равны единице, то в правой части выражения для $\lambda_в$ следует единицу заменить на произведение $\varepsilon\mu$.

Для того чтобы рассчитать значения $\lambda_в$ для любого волновода, нужно знать критическую длину волны. Оказывается, что она зависит от формы и размеров поперечного сечения волновода, а также от типа волны. В табл. 1 приведены соотношения, по которым можно определить $\lambda_{кр}$ для любых типов волн в прямоугольном волноводе и для некоторых типов волн в круглом волноводе.

Таблица 1

Волновод прямоугольного сечения		Волновод круглого сечения	
Тип волны	$\lambda_{кр}$	Тип волны	$\lambda_{кр}$
H_{10}	$2a$	H_{11}	$3{,}41R$
H_{01}	$2b$	E_{01}	$2{,}62R$
H_{20}	a	H_{21}	$2{,}06R$
H_{11}, E_{11}	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2+b^2}}$	H_{01}	$1{,}64R$
		E_{11}	$1{,}64R$
H_{mn}, E_{mn}	$\frac{2}{\sqrt{m^2/a^2+n^2/b^2}}$	H_{31}	$1{,}49R$

Заполняя волновод полностью диэлектриком, можно увеличить критическую длину волны в $\sqrt{\varepsilon\mu}$ раз, не меняя размеров волновода, или же при данной длине волны во столько же раз уменьшить его размеры. Это свойство находит иногда практическое применение. При заданных размерах волновода и при использовании основного типа волны можно передавать высокочастотную энергию на более низкой частоте. Другими словами, для передачи на данной частоте использование основного типа волны волновода позволяет сделать его с наименьшими габаритами, а следовательно, и массой.

Подчеркнем, что нельзя выбирать рабочую частоту, близкую к критической, в частности потому, что резко возрастают потери в волноводе (рис. 10). Как видно из табл. 3, например, для волно-

вода с размерами поперечного сечения $a=110$ мм и $b=55$ мм $(f_{кр})_{H_{10}}=c/(2a)=1{,}364$ ГГц и $(f_{кр})_{H_{20}}=c/a=2{,}728$ ГГц, а рекомендуемый диапазон рабочих частот у́же и равен 1,72—2,61 ГГц.

Наиболее часто на практике применяются волноводы прямоугольного сечения, работающие с волной H_{10}. Круглые волноводы часто применяются во вращающихся сочленениях неподвижных элементов волноводного тракта с подвижными. В этом случае пригодны волны с круговой симметрией H_{01} и E_{01}, которые не являются основным (низшим) типом. Обычно используют волну E_{01}, для которой

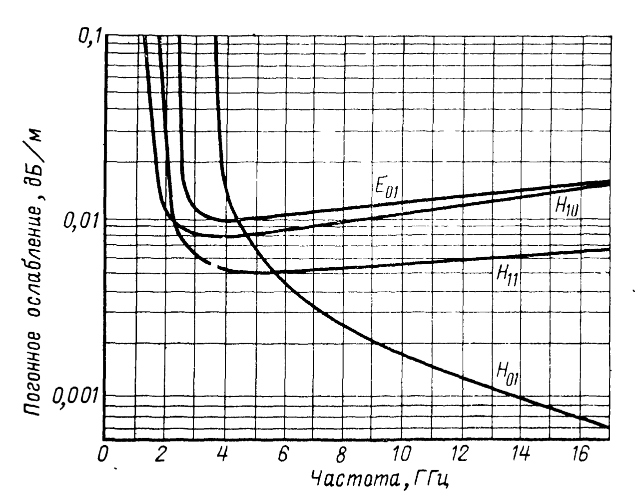


Рис. 10. Зависимость погонного ослабления от частоты в волноводе круглого сечения для волн типа H_{11}, E_{01} и H_{01} и в волноводе прямоугольного сечения для волны H_{10}.

требуется волновод меньших размеров, чем при использовании волны H_{01}. Волна же H_{01} ввиду своих особенностей находит применение в основном для передачи СВЧ энергии на большие расстояния.

Потери электромагнитной энергии в волноводах. При рассмотрении структуры электромагнитных полей в волноводах считалось, что металлы являются идеальными проводниками. Однако реально они обладают не бесконечно большой, а конечной проводимостью. Поэтому некоторая доля энергии, передаваемая по волноводу, затрачивается на нагревание стенок, по которым протекают высокочастотные токи. Поскольку для различных типов волн распределение и значение токов разные, то и потери в стенках волновода будут зависеть от типа волны, которая распространяется в волноводе.

Величину потерь принято характеризовать коэффициентом поглощения, называемым еще коэффициентом затухания или просто затуханием, который измеряется в неперах на один метр длины волновода (Неп/м) или в децибелах на метр (дБ/м). Напомним, что 1 Неп=8,68 дБ, Другими словами, коэффициент поглощения определяется величиной ослабления, выраженной в децибелах (см.

стр. 6), на длине волновода, равной одному метру. На рис. 10 приведены зависимости коэффициента ослабления от частоты в круглом волноводе диаметром 10 см для волн H_{11}, E_{01}, H_{01} и в обычном (размер узкой стенки b равен $a/2$) прямоугольном волноводе для волны H_{10}, у которого периметр поперечного сечения $(2a+2b)$ равен периметру поперечного сечения круглого волновода $(2\pi R)$. Можно заметить, что для волн E_{01} и H_{11} в круглом волноводе и волны H_{10} в прямоугольном волноводе имеется область частот, в которой потери минимальны (примерно от 3 до 8 ГГц).

Таблица 2

Материал	Поверхностное сопротивление R_s, Ом	Удельная проводимость σ, 1/(Ом·м)	Глубина проникновения δ, мкм
Серебро	$\frac{0,044}{\sqrt{\lambda}}$	$6,1\cdot10^7$	$0,37\sqrt{\lambda}$
Медь	$\frac{0,047}{\sqrt{\lambda}}$	$5,8\cdot10^7$	$0,39\sqrt{\lambda}$
Алюминий	$\frac{0,061}{\sqrt{\lambda}}$	$3,2\cdot10^7$	$0,51\sqrt{\lambda}$
Латунь	$\frac{0,086}{\sqrt{\lambda}}$	$1,6\cdot10^7$	$0,73\sqrt{\lambda}$
Припой (оловянно-свинцовый)	$\frac{0,13}{\sqrt{\lambda}}$	$0,7\cdot10^7$	$1,1\sqrt{\lambda}$

Примечание. Значение λ берется в сантиметрах.

Характеристики потерь аналогичны и для других типов волн, кроме волн H_{0n} в волноводе круглого сечения. При этом из всех типов волн на частотах вблизи минимума потерь основные волны имеют наименьшее ослабление на единицу продольной длины волновода. Для волны H_{01} в круглом волноводе зависимость аномальная: потери уменьшаются с увеличением частоты.

При уменьшении частоты и приближении ее к критической потери растут за счет увеличения числа отражений плоских волн от стенок волновода, так как при каждом отражении часть энергии теряется. Рост потерь с увеличением частоты можно объяснить влиянием поверхностного эффекта. Толщина поверхностного слоя δ, в котором текут высокочастотные токи, с увеличением частоты уменьшается, а следовательно, растет сопротивление, оказываемое этим слоем протеканию тока. Увеличение сопротивления влечет за собой рост потерь на нагрев.

В табл. 2 приведены зависимости δ от λ для различных материалов.

В волноводе из меди на волне длиной 10 см величина δ составляет около 1 мкм, а на миллиметровых волнах ток течет в поверхностном слое толщиной всего лишь в десятые доли микрометра. Если волновод имеет стенки с неровной поверхностью, так что глубина неровностей больше δ, то путь тока в таком извилистом слое

увеличивается. Растет и поверхностное сопротивление. Поэтому для уменьшения потерь необходимо внутреннюю поверхность волновода делать возможно более гладкой, не допуская каких-либо неровностей или царапин.

Следует заметить, что в волноводе прямоугольного сечения потери зависят также от размера узкой стенки; с ростом b, потери уменьшаются.

Непрерывное падение потерь с ростом частоты для волны H_{01} в волноводе круглого сечения можно связать с наличием только кольцевых токов в стенках волновода. Эти токи создаются продольной составляющей магнитного поля, величина которой с повышением частоты уменьшается по сравнению с поперечной составляющей. При этом волна H_{01} как бы отрывается от стенок волновода и приближается по своим свойствам к «поперечной». Уменьшить ослабление волны H_{01} можно также путем увеличения диаметра волновода Так, например, используя круглый медный волновод диаметром 50 мм, при длине волны 3 см можно получить потери 20 дБ/км, а на волне $\lambda=8$ мм — всего 1,8 дБ/км. Если же увеличить диаметр волновода до 125 мм, то потери на волнах 3 см и 8 мм уменьшатся соответственно до 0,8 и 0,1 дБ/км.

Таким образом, используя волны длиной 6—8 мм, можно обеспечить прямую связь по волноводу длиной в несколько сотен километров. Практически, если применять круглые волноводы диаметром 50—60 мм и миллиметровые волны, то можно без промежуточного усиления сигнала вести передачу на расстояние 50—150 км.

ВЫБОР РАЗМЕРОВ ВОЛНОВОДОВ

Если волновод применяется в качестве линии передачи, то к нему предъявляются следующие требования:

1. Волновод должен работать в нужном диапазоне частот только на одном, обычно основном типе волны. Одновременное существование нескольких типов волн приводит к неопределенности; неизвестно, какая доля мощности передается тем или иным типом волны. Кроме того, трудно одновременно выполнить условия отсутствия отражений от нагрузки для нескольких типов волн, особенно если нагрузкой является антенна. В этом случае волновод может работать в режиме стоячих волн, что снижает его к. п. д.

2. Пробивная прочность волновода должна быть достаточной для передачи заданной мощности. Если в волноводе из-за отражений от нагрузки имеется стоячая волна, характеризующаяся коэффициентом стоячей волны напряжения (КСВН), равным $\sigma_к$, то можно показать, что пробивная прочность волновода уменьшится в $\sigma_к$ раз по сравнению со случаем чисто бегущей волны.

3. Потери в волноводе должны быть сведены к минимуму.

4. Размеры и масса волновода тоже должны быть минимальными (за исключением миллиметрового диапазона).

5. Технология изготовления волновода должна быть простой.

Для выполнения первого требования необходимо использовать основные типы волн. Основная волна в волноводе круглого сечения H_{11} имеет неустойчивую плоскость поляризации, проходящую через вектор напряженности электрического поля и направление распространения волны. Ориентация поля в поперечном сечении для волны H_{11} не связана с формой волновода; она может произвольно меняться. Если в волноводе имеются какие-либо неоднородности, то

ориентация поля этой волны может меняться на любой угол, вплоть до 360°. Поэтому волна H_{11} находит в волноводе круглого сечения ограниченное применение. Например, волновод круглого сечения с волной H_{11} применяется в выводах энергии «баночного» типа для мощных электронных СВЧ приборов, где вакуумная часть прибора от невакуумной отделяется с помощью керамического диска, расположенного посередине короткого отрезка волновода круглого сечения, включенного в разрыв волновода прямоугольного сечения с волной H_{10}. И хотя изготовить трубы круглого сечения легче, чем прямоугольного, на практике наиболее часто применяют волноводы прямоугольного сечения, работающие на основной волне H_{10}. При правильном выборе размеров волновода появление других типов волн невозможно. При этом одновременно удовлетворяется и четвертое требование.

Общее условие существования только основной волны можно сформулировать так: рабочая длина волны должна быть меньше критической длины волны основного типа, но больше критической длины волны ближайшего высшего типа. Другими словами, для волновода прямоугольного сечения с волной H_{10} должны выполняться следующие неравенства:

$$\frac{\lambda}{2} < a < \lambda \text{ и } b < \frac{\lambda}{2}.$$

Обычно размер широкой стенки волновода выбирают равным примерно 0,7 λ. Размер узкой стенки волновода b определяет пробивную прочность и потери в стенках волновода. Обычно его выбирают равным $(0{,}3—0{,}35)\lambda$, или примерно равным $(0{,}4—0{,}5)a$. Если же потери не имеют большого значения, а передаваемая мощность невелика, то можно использовать «узкие» волноводы, для которых $b/a = 0{,}1 \div 0{,}2$.

В настоящее время для различных диапазонов волн имеются стандартные волноводы. Основные из них приведены в табл. 3 и [Л. 7]. Цифры в табл. 3 указывают, что нецелесообразно использовать волноводы при длинах волн более 20—30 см. Для волн длиной около 30 см волновод должен иметь размеры примерно 20×10 см. С другой стороны, в миллиметровом диапазоне размеры волноводов становятся очень малыми. При этом увеличиваются потери и уменьшается максимальная передаваемая мощность, а трудности изготовления растут.

Для волновода круглого сечения размеры определяются, исходя из тех же соображений. Если возникает необходимость использования волны H_{11}, то радиус волновода должен удовлетворять следующим условиям:

$$\frac{\lambda}{3{,}41} < R < \frac{\lambda}{2{,}61}.$$

В этом случае радиус волновода нужно брать примерно равным одной трети средней рабочей длины волны. Приведенное отношение указывает на бóльшую узкополосность круглых волноводов по сравнению с прямоугольными.

Для волны E_{01} аналогичное условие запишется в следующем виде:

$$\frac{\lambda}{2{,}61} < R < \frac{\lambda}{2{,}06}.$$

Таблица 3

Тип прямоугольного волновода[1]	Рекомендуемый диапазон частот при работе с волной H_{10}, ГГц		Внутренние размеры сечения[2], мм			Затухание, дБ/м		
	от	до	a	b	допуск на a и b (±)	Частота, ГГц	Теоретическое значение[3]	Максимальное значение
R3	0,32	0,49	584	292	—	0,386	0,0008	0,0011
R6	0,49	0,75	381	190	—	0,59	0,0015	0,002
R9	0,76	1,15	248	124	—	0,91	0,0028	0,004
R14	1,14	1,73	165	83	0,33	1,36	0,0052	0,007
R22	1,72	2,61	110	55	0,22	2,06	0,01	0,013
R32	2,60	3,95	72	34	0,14	3,12	0,02	0,025
F32	2,60	3,95	72	8,6	0,07	3,12	0,057	0,074
R48	3,94	5,99	48	22	0,095	4,73	0,0365	0,046
F48	3,94	5,99	48	5,7	0,048	4,73	0,105	0,137
R70	5,38	8,17	35	16	0,07	6,46	0,058	0,075
F70	5,38	8,17	35	5	0,035	6,46	0,144	0,181
R100	8,2	12,5	23	10	0,046	9,84	0,11	0,14
F100	8,2	12,5	23	5	0,023	9,84	0,19	0,25
R140	11,9	18,0	16	8	0,031	14,2	0,18	—
R220	17,6	26,7	10,7	5,3	0,021	21,1	0,37	—
R320	26,4	40,0	7,1	3,6	0,020	31,6	0,58	—

Примечания: 1. Типы волноводов выбраны из Рекомендаций Международной электротехнической комиссии (МЭК), публикация 153-2, 1964 г. Между указанными в табл. 3 типами волноводов МЭК рекомендует еще несколько типов. Например, между R3 и R6 имеются волноводы R4 и R5, между R9 и R14 есть R12, между R32 и R48 есть R35, R40, R41. Отечественная промышленность выпускает волноводные прямоугольные трубы из латуни, дюралюминия и меди с внутренними размерами, близкими к рекомендованным МЭК. Среди них имеются следующие размеры (в миллиметрах): 2,4×1,2; 3,6×1,8; 5,2×2,6; 7,2×3,4; 11×5,5; 13×6,5; 16×8; 19×9,5; 23×10; 28,5×12,6; 35×15; 40×20; 48×24; 58×25; 72×34; 90×45; 110×55 и т. д. [Л. 7].

2. Размеры, указанные в табл. 3, получены в результате перехода от дюймовой системы к метрической и округления до второй-третьей значащей цифры.

3. Теоретическое значение затухания соответствует затуханию в медном волноводе с идеально гладкими стенками при удельной проводимости $\sigma = 5{,}8 \cdot 10^7$ 1/(Ом · м).

Здесь радиус волновода должен составлять примерно 0,45 средней рабочей длины волны диапазона. При этом необходимо принимать специальные меры для предотвращения возбуждения волны H_{11}.

Выбор размеров волновода круглого сечения для волны H_{01} рассмотрен в предыдущем разделе.

В заключение данного раздела проведем сопоставление коаксиальной линии, волноводов прямоугольного и круглого сечений с точки зрения распространения по ним электромагнитных волн одной и той же частоты.

Возьмем волновод с прямоугольным поперечным сечением 23×
×10 мм. Радиус волновода круглого сечения рассчитаем так, чтобы критическая длина волны для основной волны H_{11}, как и в волноводе прямоугольного сечения для волны H_{10}, равнялась 4,6 см. Во втором случае радиус волновода круглого сечения определим из условия, чтобы $\lambda_{кр}$ для волны E_{01} в волноводе круглого сечения

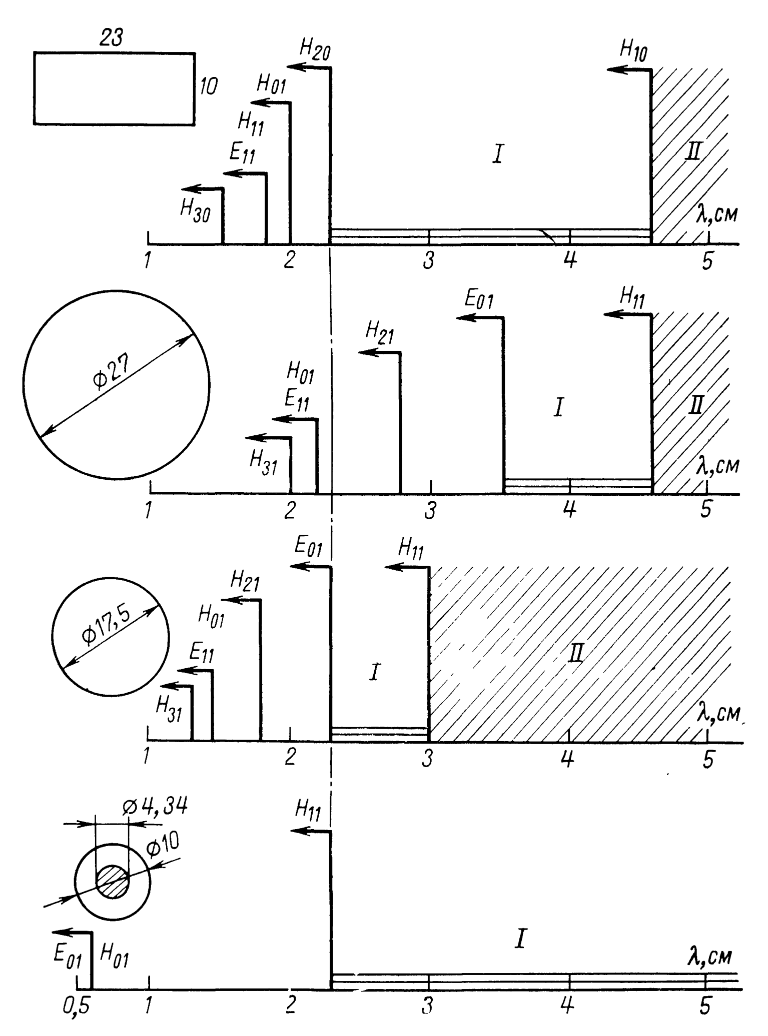


Рис. 11. Распределение критических длин волн по шкале λ для волноводов прямоугольного и круглого сечений и коаксиальной линии.
I — область длин волн, где может распространяться только основная волна; *II* — область отсечки.

равнялась 2,3 см как для волны H_{20} в волноводе прямоугольного сечения. Волновое сопротивление коаксиальной линии возьмем самое распространенное (50 Ом), а диаметры ее проводников определим из условия, чтобы критическая длина волны для волны высшего типа H_{11} в этой коаксиальной линии равнялась 2,3 см, т. е. равнялась $\lambda_{кр}$ для волны H_{20} в прямоугольном волноводе. На рис. 11 в одном масштабе приведены размеры этих четырех линий и значения критических длин волн для ряда типов волн. По этому рисунку можно сделать следующие важные для практики выводы: круглый волновод более чем в два раза узкополоснее прямоугольного, если сравнивать диапазоны частот, где может распространяться только основной тип волны. Чтобы обеспечить перекрытие по диаметру от 2,3 до 4,6 см на основном типе волны достаточно волновода прямоугольного сечения одного размера 23×10 мм, а круглых волноводов недостаточно и двух размеров; при диаметрах 17,5 и 27 мм в полосе от 3 до 3,53 см в волноводе диаметром 27 мм может распространяться не только основная волна H_{11}, но и волна E_{01}. С другой стороны, в диапазоне волн около 4 см волновод круглого сечения получается значительно более металлоемким (приблизительно на 30%) по сравнению с прямоугольным; отношение периметров их равно 85/66=1,28. Сравнивая коаксиальную линию с волноводом прямоугольного сечения, нетрудно видеть, что в обеих линиях распространение волн высших типов невозможно (значение критических частот высших типов волн одинаково), если диаметр наружного проводника коаксиальной линии приблизительно равен размеру стенки b волновода прямоугольного сечения или половине широкой стенки a.

ВОЗБУЖДЕНИЕ ВОЛНОВОДОВ И СВЯЗЬ ИХ С ДРУГИМИ ЦЕПЯМИ

Даже при правильном выборе размеров волновода необходимо иметь такое устройство, которое возбудит в нем именно тот тип волны, который требуется по условиям работы. Для возбуждения волн в волноводе или вывода из него энергии можно использовать один из трех методов (рис. 12), каждый из которых предполагает знание структуры полей требуемого типа волны.

При электрическом методе связи (рис. 12,*а*) применяют линейный вибратор в виде штыря, который располагают вблизи максимума электрического поля возбуждаемой волны параллельно электрическим силовым линиям этой волны. Такой штырь может являться продолжением внутреннего проводника коаксиальной линии или коаксиального кабеля.

Чтобы возбужденная электромагнитная волна распространялась по волноводу только в нужную сторону, штырь располагают на определенном расстоянии от короткозамкнутого конца волновода. Это расстояние должно равняться примерно четверти (нечетному числу четвертей) длины волны в волноводе. В этом случае поле волны, отраженной от металлической короткозамыкающей поперечной стенки, будет складываться с полем прямой волны, идущей в требуемом направлении. Часто закорачивающую стенку в волноводе делают подвижной в виде поршня.

Меняя связь с волноводом путем изменения длины штыря, а также добиваясь синфазности полей отраженной и прямой волн

с помощью перемещающегося поршня, можно обеспечить максимальную отдачу энергии в волновод.

При магнитном методе возбуждения (рис. 12,*б*) используется петля связи (рамка). Ее располагают там, где магнитное поле требуемого типа волны максимально, причем плоскость петли должна быть перпендикулярна магнитным силовым линиям поля волны. Связь магнитной петли с волноводом можно менять, поворачивая петлю вокруг продольной оси коаксиальной линии, по которой подводится высокочастотная энергия к петле.

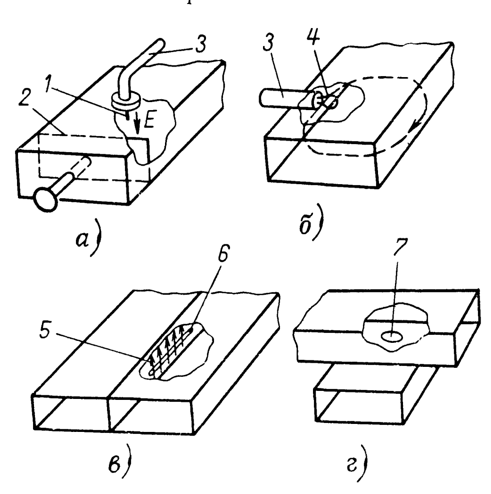


Рис. 12. Способы возбуждения волноводов.

а — линейным вибратором *1* (*2* — поршень; *3* — кабель); *б* — петлей *4*; *в* — щелью *6* (*5* — токи в стенке волновода до прорезания щели); *г* — отверстием *7*.

Третьим методом возбуждения волноводов является применение щели или отверстия той или иной формы (рис. 12,*в, г*). В этом случае в стенках волновода возбуждаются высокочастотные токи, направление и распределение которых должны совпадать с высокочастотными токами в стенках волновода для волны требуемого типа. Необходимо указать, что щель возбуждает волну в волноводе эффективнее, если она прорезана в направлении, перпендикулярном направлению протекания токов требуемого типа волны.

Связь двух волноводов через общее отверстие в стенках применяется в основном тогда, когда из волновода нужно вывести только часть передаваемой мощности. Длина щели подбирается экспериментально. Для начала ее можно взять равной половине длины волны в волноводе, причем середину щели нужно располагать на таком же расстоянии от поршня, как и в предыдущих случаях.

Указанные способы возбуждения волн пригодны для волноводов как круглого, так и прямоугольного поперечного сечения. Зная общие правила возбуждения волноводов, нетрудно выбрать конструкцию возбуждающего устройства для возбуждения в волноводе нужного типа волны.

На рис. 13 схематически показаны возбуждающие устройства, применяемые для возбуждения некоторых типов волн в волноводах прямоугольного и круглого сечений.

Для возбуждения волны H_{10} в волноводе прямоугольного сечения можно использовать штырь, помещенный перпендикулярно широкой стенке в ее середине, или петлю, которая введена через узкую стенку, причем плоскость петли должна быть параллельна плоскости поперечного сечения волновода (рис. 13,*а*). Можно также применить и щелевую антенну. Например, удобно прорезать щель

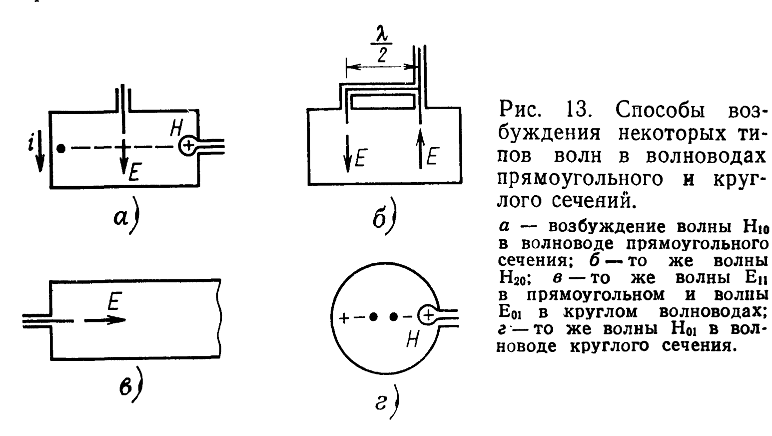


Рис. 13. Способы возбуждения некоторых типов волн в волноводах прямоугольного и круглого сечений.

а — возбуждение волны H_{10} в волноводе прямоугольного сечения; *б* — то же волны H_{20}; *в* — то же волны E_{11} в прямоугольном и волны E_{01} в круглом волноводах; *г* — то же волны H_{01} в волноводе круглого сечения.

в узкой стенке параллельно оси волновода или в торцевой стенке параллельно широким стенкам. Для возбуждения волны H_{20} нужно применить два штыря со сдвигом фаз токов в них на 180° (рис. 13,*б*). Такой сдвиг фаз получается при включении в цепь одного из штырей коаксиальной линии длиной в половину длины волны в этой линии. Чтобы возбудить волну E_{11}, штыревую антенну помещают в центре торцевой стенки вдоль оси волновода. То же можно сказать и о волне типа E_{01} в круглом волноводе (рис. 13,*в*). А волну H_{01} в круглом волноводе удобнее всего возбуждать с помощью продольных щелей или петли, расположенной в плоскости поперечного сечения (рис. 13,*г*).

Следует заметить, что одновременно с ожидаемыми типами волн могут возбуждаться также волны более высоких порядков, структура полей которых совпадает в месте расположения возбуждающего устройства со структурой поля данного типа волны. Так, при возбуждении волны H_{10} в прямоугольном волноводе одновременно будут возбуждаться и волны H_{30}, H_{50}, E_{11}, E_{31}, H_{11} и т. п. Но при правильном выборе размеров волновода поля этих волн будут быстро уменьшаться по мере удаления от места возбуждения, так как волновод для них является запредельным. В волноводах прямоугольного сечения с рабочей волной H_{10} высшими типами волн практически можно пренебречь при расстояниях от возбуждающего устройства или от места расположения неоднородностей порядка $\lambda_в/4$.

Для практической работы не менее важно знать, где в волноводе можно помещать устройства связи, не влияющие на распространение электромагнитных волн. Например, если в середине широ-

кой стенки прямоугольного волновода, работающего на волне H_{10}, прорезать узкую продольную щель, то распределение поля при этом не нарушится. В эту щель можно ввести короткий зонд (небольшую штыревую антенну) и соединить его с кристаллическим детектором. Подавая сигнал с детектора на осциллограф (при наличии модулированного сигнала) или на измерительный прибор постоянного тока (микроамперметр или гальванометр), можно измерить напряженность электрического поля в волноводе. Перемещая зонд вдоль щели, можно снять распределение электрического поля вдоль оси волновода. Такое устройство, называемое волноводной измерительной линией, находит широкое применение в измерительной технике СВЧ, несмотря на разработку и все более широкое распространение автоматических и полуавтоматических устройств для измерения характеристик волновых процессов. С помощью измерительной линии можно измерить длину волны в волноводе, обнаружить наличие и степень отражения высокочастотной энергии от нагрузки или от неоднородностей в волноводе и произвести много других важных измерений. Продольные щели можно прорезать и во всех волноводах круглого сечения, в которых распространяются электрические волны, а кольцевые — в тех, где использованы магнитные волны. И в том и в другом случаях направление щели должно совпадать с направлением токов в стенках волновода.

НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВОЛНОВОДОВ

Запредельный волновод. Кроме волноводов, используемых в качестве линий передачи, большое практическое применение находят волноводы, работающие в режиме отсечки. Такие волноводы обладают рядом ценных свойств. Когда рабочая длина волны становится больше критической для основного вида волны (H_{10} в прямоугольном волноводе и H_{11} — в круглом), наступает режим полной отсечки. При этом ни один тип волны распространяться не может.

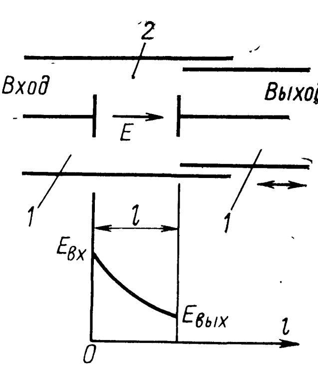


Рис. 14. Схема устройства запредельного ослабителя.

1 — коаксиальная линия; *2* — запредельный волновод круглого сечения.

Если рабочая длина волны гораздо больше критической (в два-три раза), то постоянная затухания $\beta=2\pi/\lambda_{кр}$ зависит только от $\lambda_{кр}$ и не зависит от частоты. Таким образом, выбрав достаточно малые размеры волновода, чтобы соблюдалось условие $\lambda \gg \lambda_{кр}$, можно получить ослабитель, работающий в широкой полосе частот с постоянным ослаблением. Схематически такой ослабитель изображен на рис. 14. Это ослабитель запредельного или предельного типов.

Меняя расстояние между возбуждающим и приемным устройствами l, можно регулировать ослабление сигнала L в децибелах:

$$L=8{,}68\beta l.$$

Такой ослабитель можно заранее рассчитать и отградуировать. Для градуировки необходимо знать только критическую длину волны данного типа.

Если взять волновод круглого сечения, в котором возбуждается волна E_{01}, то ослабление на единицу длины L_E будет равно 20,8/R дБ. Пусть радиус волновода равен 1 см, тогда $L_E=20{,}8$ дБ/см. На расстоянии 1 см мощность сигнала убывает примерно в 100 раз. Таким образом, при сравнительно малых размерах волновода можно получить ослабление сигнала в сотни и тысячи раз.

Если на границах запредельного участка волновода коаксиальные линии заканчиваются не штырями или дисками (как показано на рис. 14), а внутренние проводники коаксиальных линий на границах с запредельным волноводом замкнуты на наружные, то в запредельном волноводе будет возбуждаться волна H_{11}. Если R измеряется в сантиметрах, то ослабление на один сантиметр длины запредельного волновода в этом случае будет равна $L_H=16{,}0/R$ дБ/см.

Как видно из формулы для L, ослабление для запредельного аттенюатора линейно зависит от длины l. Это важное достоинство запредельного ослабителя. Однако эта зависимость справедлива, когда расстояние l практически больше одного — полутора сантиметров, т. е. начиная со значений L, равных 15—20 дБ. Этот начальный участок обычно на практике не используется. Таким образом, одним из существенных недостатков запредельного аттенюатора является большое значение начального ослабления. Другим недостатком является то, что ослабление сигнала происходит за счет отражения его от входа аттенюатора, так как в последнем нет каких-либо поглощающих элементов. Учитывая значение начального ослабления в 15—20 дБ, можно сказать, что обычно от аттенюатора отражается и возвращается к генератору более 95—99% его мощности. Эта отраженная мощность может серьезно изменить работу генератора, если не принять специальных мер. Устранить влияние отраженной волны на генератор наиболее просто путем установки между ним и запредельным ослабителем дополнительного хорошо согласованного поглощающего аттенюатора с фиксированной величиной ослабления 10—15 дБ. Подобные так называемые развязывающие аттенюаторы практически всегда ставят в измерительный тракт между генератором и остальной частью тракта.

Запредельный ослабитель — это не единственное применение запредельного волновода. Волновод в режиме отсечки часто применяется в электронных лампах СВЧ диапазона в качестве неизлучающей трубки, через которую производится откачка лампы или поддерживается нужное давление газа. Кроме того, металлические кожухи для ламп, в частности для усилительных ламп бегущей волны, должны являться запредельным волноводом. В противном случае лампа бегущей волны вместо усиления нужного сигнала начнет самопроизвольно возбуждаться из-за наличия паразитной обратной связи по кожуху.

Объемные резонаторы. На СВЧ невозможно создать колебательные системы с сосредоточенными постоянными, которые имели бы нужные резонансные свойства и малые потери. Поэтому здесь применяются особые колебательные системы, которые называются объемными или полыми резонаторами.

В качестве объемных резонаторов могут быть использованы, например, отрезки волноводов прямоугольного или круглого сечений

(рис. 15) длиной, равной целому числу полуволн в волноводе, закрытых с обоих концов металлическими стенками.

Обозначение типов колебаний, которые могут возбуждаться в полых резонаторах, похоже на принятые обозначения типов волн в волноводах. Добавляется только третий индекс p. Например, H_{mnp} или E_{mnp}. Этот индекс p указывает количество максимумов поля волн типов H_{mn} и E_{mn}, на длине резонатора $L_{рез}$. Таким образом, $L_{рез}=\lambda_в p/2$, где p — целое положительное число. В прямоугольных резонаторах наиболее часто используются колебания типа H_{101} (читается «аш один-ноль-один»), а в круглых цилиндрических — H_{011} или E_{010}. В последнем случае длину резонатора можно выбирать произвольно, так как она не связана с рабочей длиной волны. Но обычно ее выбирают меньше половины длины волны в волноводе. Иногда такой резонатор называют радиальным.

Рис. 15. Волноводные резонаторы.
а — прямоугольный; *б* — цилиндрический.

В области длинных, средних и коротких радиоволн резонансный контур полностью характеризуется тремя основными параметрами: индуктивностью L, емкостью C и активным сопротивлением r (рис. 16,*а*). Все остальные параметры, например резонансная частота $\omega_0=1/\sqrt{LC}$, собственная добротность $Q_0=\omega_0 L/r$, являются производными, т. е. они выражаются через L, C и r. Параметры L, C и r называются основными потому, что на низких частотах их можно измерить экспериментально, а совокупность их полностью характеризует свойства контура.

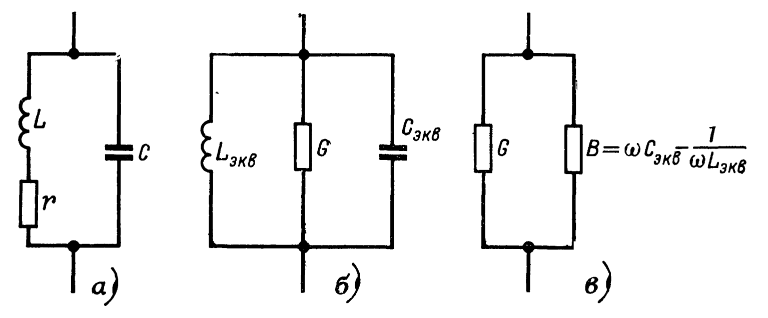


Рис. 16. Эквивалентные схемы.
а — параллельного контура низких частот; *б*; *в* — объемного резонатора.

На СВЧ не только затруднительно измерить L, C и r, но и в ряде случаев вообще невозможно разделить в резонаторе области индуктивности и области емкости, например, при колебаниях вида H_{111} в прямоугольном резонаторе. Поэтому для полых резонаторов за основные принимают другие три параметра, которые можно из-

мерить. Обычно в СВЧ диапазоне основными параметрами считают резонансную частоту ω_0 (или собственную резонансную длину волны $\lambda_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0$), собственную добротность Q_0 и активную проводимость G, являющуюся мерой активных потерь в резонаторе.

Зная ω_0, Q_0 и G, можно рассчитать значения эквивалентных индуктивности $L_{экв}$ и емкости $C_{экв}$ (см. рис. 16,*б*). Интересно, что (в большинстве случаев) для каждого вида колебаний в полом резонаторе существуют свои, отличные от других видов колебаний значения ω_0, Q_0, G, а также $L_{экв}$ и $C_{экв}$. Таким образом, эквивалентные схемы полого резонатора, изображенные на рис. 16,*б*, *в*, действительны только для одного вида колебаний полого резонатора для определенных значений $L_{экв}$, $C_{экв}$ и G.

Для характеристики объемных резонаторов можно в качестве основных выбрать и такие параметры: резонансную частоту ω_0, волновое сопротивление $\rho = \sqrt{L_{экв}/C_{экв}}$ и затухание резонатора $\delta = 1/Q_0 = \rho G$.

Заметим, что ω_0 имеет размерность рад/с; G — 1/Ом (сименс, Сим); ρ выражается в омах, если $L_{экв}$ в генри, а $C_{экв}$ — в фарадах. δ, как и Q_0, являются безразмерными величинами. Волновое сопротивление ρ является важной характеристикой объемного резонатора. Конструкторы электронных приборов СВЧ стремятся так конструировать объемные резонаторы, чтобы ρ было как можно больше, т. е. при данном ω_0 или данном значении произведения $L_{экв}C_{экв}$ стремятся уменьшить емкость $C_{экв}$ и увеличить $L_{экв}$. При этом оказывается, что потери СВЧ энергии в резонаторе, идущие на нагрев стенок, уменьшаются.

Собственная резонансная длина волны определяется размерами резонатора и типом колебаний. Для прямоугольных резонаторов

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\dfrac{m^2}{a^2} + \dfrac{n^2}{b^2} + \dfrac{p^2}{l_{рез}^2}}}.$$

Для цилиндрических резонаторов подобные общие соотношения имеют более сложный вид. В простой форме их можно записать только для определенных типов колебаний. Например, для колебаний вида E_{010} величина $\lambda_0 = 2{,}62R$, а $l_{рез} < 2{,}1R$.

Для колебаний вида H_{011}

$$\lambda_0 = \frac{2l_{рез}}{1 \quad 1{,}48 l_{рез}^2/R^2}.$$

Чтобы иметь возможность изменять резонансную частоту в процессе работы, одну из стенок резонатора выполняют в виде передвижного поршня (если это не колебания вида E_{010}).

Объемным резонаторам присущи те же положительные качества, что и волноводам. Отсутствие потерь на излучение и в диэлектрике, малая величина потерь в металлических стенках приводят к тому, что резонаторы в диапазоне СВЧ имеют высокую собственную добротность Q_0. Приближенно собственную добротность объемного резонатора можно рассчитать как удвоенное отношение объема в котором запасается энергия электромагнитного поля к объему, в котором она расходуется:

$$Q_0 = \frac{2V}{\delta S},$$

где V — объем резонатора; δ — толщина поверхностного слоя (толщина скинслоя); S — площадь внутренней поверхности стенок резонатора.

Собственная добротность объемного резонатора может достигать десятков и сотен тысяч. Если резонатор нагружен, т. е. связан с внешними цепями, то его добротность (в этом случае она называется нагруженной добротностью) уменьшается, но все же остается достаточно большой.

Напомним определения добротностей: собственная добротность Q_0 равна резонансной частоте ω_0, умноженной на отношение полной энергии, запасаемой в резонаторе, к мощности, рассеиваемой в резонаторе. Определение нагруженной добротности $Q_{\text{н}}$ почти такое же, только вместо мощности, рассеиваемой в резонаторе, надо брать суммарную мощность, рассеиваемую в резонаторе, и во всех нагрузках, подключенных к резонатору. Кроме того, на практике применяется еще понятие так называемой нешней добротности $Q_{\text{внешн}}$, которая равна резонансной частоте ω_0, умноженной на отношение высокочастотной энергии, накопленной в объеме резонатора, к мощности, рассеиваемой только в нагрузках. Соотношение между Q_0, $Q_{\text{н}}$ и $Q_{\text{внешн}}$ следующее:

$$\frac{1}{Q_{\text{н}}}=\frac{1}{Q_0}+\frac{1}{Q_{\text{внешн}}}.$$

Для возбуждения объемных резонаторов используются те же способы, что и в волноводах.

Кроме рассмотренных, существуют многие другие разновидности объемных резонаторов: коаксиальный, тороидальный, магнетронный и др. Применение резонаторов в радиотехнике и электронике СВЧ исключительно широко; они являются неотъемлемыми частями конструкции генераторов на маячковых триодах, клистронах, магнетронах, находят применение в измерительной технике для создания волномеров и т. п.

ЭЛЕМЕНТЫ ВОЛНОВОДНОГО ТРАКТА

Соединение волноводов между собой. Для неподвижного соединения отдельных волноводных элементов и устройств используются специальные фланцы: контактные (плоские) и так называемые дроссельные.

Контактный фланец представляет собой металлическую плоскую пластину с отверстием, в которое вставляется и прочно закрепляется (обычно припаивается) концевая часть волновода. Фланцы двух соседних секций соединяются между собой с помощью струбцинок или болтов, для которых по краям фланцев имеются специальные отверстия. В месте соприкосновения фланцев должен быть обеспечен хороший электрический контакт. В противном случае нормальная работа волновода на волнах, возбуждающих продольные составляющие тока, будет нарушена; будет сильное излучение электромагнитной энергии во внешнее пространство, окружающее волновод, и появится отраженная волна из-за образовавшейся неоднородности. Поэтому предъявляют жесткие требования к качеству обработки и чистоте фланцев. Преимуществом контактных фланцевых соединений является независимость их работы от длины волны.

Если выполняется соединение волноводов, предназначенных для работы в более узкой полосе частот, то удобнее применять дроссельные фланцы (рис. 17). Дроссельно-фланцевое соединение состоит из двух фланцев, один из которых — обычный, контактный, т. е. гладкий. Другой фланец — дроссельный — имеет кольцевую выточку вдоль продольной оси волновода глубиной, равной $\lambda_0/4$, а не $\lambda_в/4$, так как эта выточка является отрезком коаксиальной линии с волной ТЕМ. Внутренняя область дроссельного фланца не имеет электрического контакта с плоским фланцем. В плоскости продольного

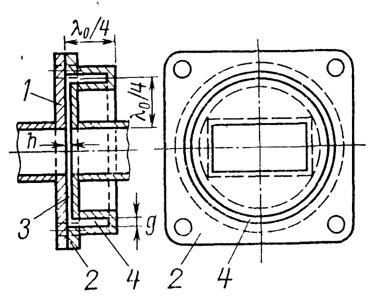


Рис. 17. Дроссельно-фланцевое соединение волноводов.

1 — контактный фланец; *2* — дроссельный фланец; *3* — радиальная линия; *4* — коаксиальная линия.

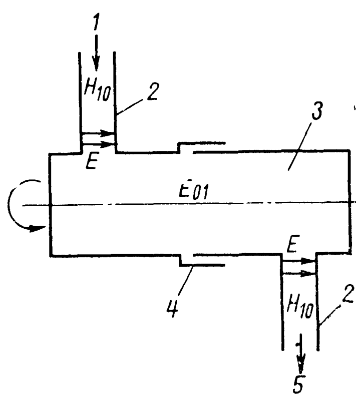


Рис. 18. Схема устройства вращающегося соединения.

1 — вход; *2* — волновод прямоугольного сечения; *3* — волновод круглого сечения; *4* — дроссельная муфта; *5* — выход.

сечения волновода, проходящего через середину широких стенок волновода, глубина поперечной внутренней «проточки» также составляет четверть длины волны в свободном пространстве $\lambda_0/4$. Получается как бы последовательное соединение двух четвертьволновых линий. Коаксиальная линия имеет на конце короткое замыкание, поэтому ее входное сопротивление весьма велико (если бы не было потерь, то бесконечно велико). Четвертьволновая радиальная линия оказывается нагруженной на это большое сопротивление. Следовательно, на ее входе имеет место короткое замыкание (по высокой частоте (вернее — очень маленькое сопротивление, близкое к нулю).

Применяя дроссельные фланцы, можно не следить за строгой соосностью соединяемых волноводов; допускается существование зазора между фланцами порядка $\lambda_0/16$. Однако существенным недостатком дроссельно-фланцевых соединений является их сравнительная узкополосность. Длина каждой вспомогательной линии передачи в дроссельном фланце должна быть равна четверти длины волны в свободном пространстве на средней частоте рабочего диапазона волн. Практически такие соединения удовлетворительно работают в полосе частот порядка 10% средней рабочей частоты Для некоторого расширения рабочей полосы частот экспериментально подбирают ширину кольцевой канавки g и величину зазора h (рис. 17). Обычно величину h выбирают равной 1—2 мм, а $g \approx$ $\approx (2 \div 5) h$; при этом рабочая полоса частот достигает $\pm 15\%$ сред-

ней частоты. В последнее время было показано, что при оптимальном выборе размеров дроссельно-фланцевого соединения можно получить рабочую полосу частот ±20% от средней, т. е. рабочая полоса дроссельно-фланцевого соединения становится практически равной рабочей полосе прямоугольного волновода данного поперечного сечения.

Для круглых волноводов также могут применяться как контактные, так и дроссельные фланцы.

Особый интерес представляют подвижные соединения. К ним относятся вращающиеся соединения и гибкие волноводы. Схематически вращающееся соединение изображено на рис. 18. Здесь волна H_{10}, распространяющаяся в волноводе прямоугольного сечения, преобразуется в волну E_{01} в волноводе круглого сечения, которая, как известно, обладает осевой симметрией. Два отрезка круглых волноводов соединяются между собой с помощью дроссельной муфты.

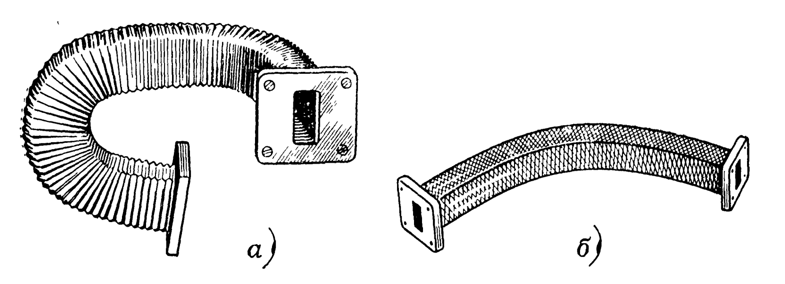


Рис. 19. Гибкие волноводы.
а — гофрированный; *б* — сетчатый.

Поэтому качество электрического контакта в месте трущегося соединения не влияет на работу всего устройства.

Если требуется нежесткое соединение двух элементов волноводного тракта, применяют отрезки гибких волноводов. Наиболее часто используются гофрированные и сетчатые волноводы, изображенные на рис. 19. Для защиты от механических повреждений гибкие волноводы запрессовывают в резиновую оболочку.

Согласование волноводов. При включении на выходе волновода нагрузки, поглощающей всю передаваемую мощность, в волноводе устанавливается режим бегущей волны. В этом случае нагрузка согласована с волноводом и коэффициент отражения Г, равный корню квадратному из отношения отраженной мощности к падающей, равен нулю. Если поместить на конце волновода закорачивающий поршень, то падающая волна будет полностью от него отражаться и коэффициент отражения станет равным минус единице (т. е. по модулю равным единице). Знак минус определяется тем, что при отражении от металлической плоскости фаза поля волны меняется на 180° (см. стр. 10). Это режим полного рассогласования, когда в волноводе устанавливается чисто стоячая волна, и передачи СВЧ мощности по волноводу нет.

Интересно, что при одной и той же мощности генератора напряженность электрического поля в пучностях чисто стоячей волны ($|\Gamma|=1$) только в два раза превышает напряженность поля в чи-

сто бегущей волне ($\Gamma=0$), так как в пучностях равные по амплитуде напряженности электрического поля падающей и отраженной волн складываются, а в узлах вычитаются.

Если же от нагрузки отражается только часть поля падающей волны, то в волноводе будут одновременно существовать бегущая и стоячая волны, т. е. установится режим смешанных волн. Нагрузка и в этом случае не согласована.

В технике СВЧ для характеристики степени отражения волн от нагрузки или каких-либо неоднородностей в линии передачи более часто, чем коэффициент отражения, применяется другая величина — *коэффициент стоячей волны напряжения,* или, сокращенно, КСВН, связанный с коэффициентом отражения Г следующим соотношением:

$$\text{КСВН} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}.$$

Рис. 20. Волноводные диафрагмы и их эквивалентные схемы.
а — емкостная диафрагма; *б* — индуктивная диафрагма; *в* — резонансное окно.

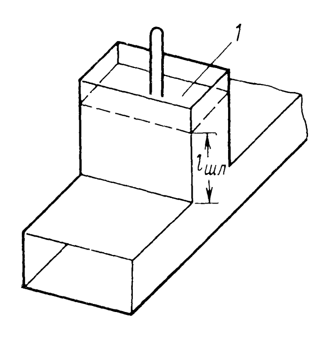
Нетрудно видеть, что режиму чисто бегущей волны соответствует КСВН, равный единице, а режиму чисто стоячей волны — КСВН, равный бесконечности.

Обычно считают, что нагрузка хорошо согласована с волноводом или любой другой линией передачи, если измеренный КСВН меньше 1,05—1,2; удовлетворительно согласована, если КСВН равен 1,2—2, и не согласована, если КСВН имеет порядок 5—10. При КСВН менее двух от нагрузки отражается меньше 11% падающей мощности; при КСВН=1,5 отражается всего лишь 4%.

Любые неоднородности волноводного тракта могут вызвать отражения. Это свойство используется для согласования. Пусть к линии передачи подключена несогласованная нагрузка. Тогда, поме-

стив около нагрузки неоднородность так, чтобы отраженная от нее волна была равна по величине и противоположна по фазе волне, отраженной от нагрузки, можно добиться взаимной компенсации двух отраженных волн. На участке от согласующей неоднородности будет существовать только бегущая волна, а между согласующей неоднородностью и нагрузкой — стоячая волна, которая характеризуется коэффициентом стоячей волны напряжения, определяемым коэффициентом отражения от нагрузки по вышеприведенной формуле, связывающей КСВН и Г.

Для согласования оконечной нагрузки с волноводом или отдельных элементов волноводного тракта между собой можно использовать несколько способов. Некоторые из них аналогичны способам согласоования, применяемым в обычных длинных линиях. Наибольшее применение находят волноводные диафрагмы, реактивные шлейфы и штыри, в особенности последние, которые соединяют гальванически определенные точки широких стенок волновода. Часто применяются также четвертьволновые трансформаторы.



Волноводная диафрагма — это помещенная поперек волновода тонкая металлическая пластинка с отверстием. При правильном

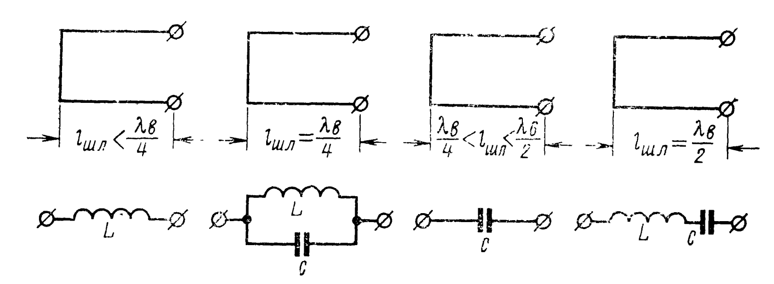


Рис. 21. Волноводный реактивный шлейф и его эквивалентные схемы.
1 — короткозамыкающий поршень.

выборе размеров прямоугольного отверстия диафрагма может быть согласована с волноводом на той или иной частоте. Такая диафрагма называется резонансным окном (рис. 20,*в*). Для использования в качестве элементов согласования пригодны емкостная и индуктивная диафрагмы (рис. 20,*а, б*), у которых один из размеров отверстия совпадает с соответствующим размером волновода. Диафрагма, у которой размер b' меньше размера узкой стенки волновода, называется *емкостной* (рис. 20,*а*), так как ее эквивалентное сопротивление носит емкостный характер. У *индуктивной* диафрагмы размер a' меньше размера широкой стенки волновода (рис. 20,*б*). Меняя размеры диафрагм, можно в широких пределах менять их эквивалентные реактивные сопротивления (соответственно емкостное и индук-

тивное). Однако в процессе работы производить регулировку диафрагм невозможно. Это наряду с узкополосностью является их недостатком.

Волноводные резонансные окна (рис. 20,*в*) используются обычно в виде вакуумно-плотной перегородки в волноводе между вакуумной и вневакуумной частями электронных приборов СВЧ. В этом случае окно закрыто тонким слоем диэлектрика (стекло или керамика), спаянного вакуумно-плотно с металлом перегородки.

Реактивный шлейф представляет собой передвижной поршень, помещенный в боковое ответвление волновода. Такой шлейф изображен на рис. 21. Меняя расстояние от короткозамыкающего поршня до места подсоединения шлейфа к основному волноводу, можно изменять характер неоднородности, создаваемой шлейфом. На рис. 21 приведены также эквивалентные схемы для различных значений длины $l_{шл}$.

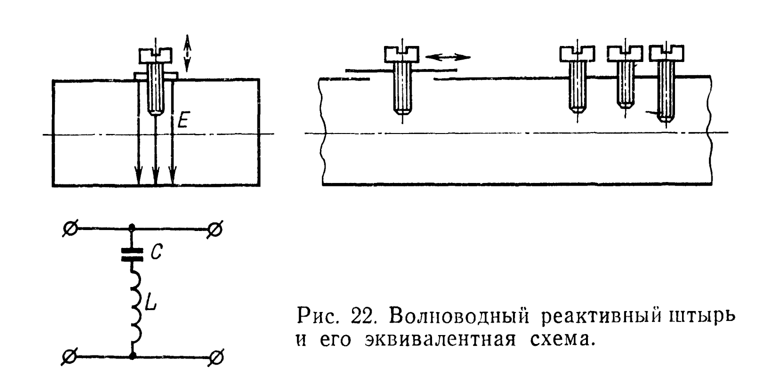


Рис. 22. Волноводный реактивный штырь и его эквивалентная схема.

Для полного согласования с помощью реактивного шлейфа нужно подбирать не только длину $l_{шл}$, но и положение шлейфа по длине основного волновода. Такое перемещение в процессе работы осуществлять невозможно. Поэтому чаще используют двухшлейфовые и трехшлейфовые трансформаторы. Они состоят из двух или трех неподвижных шлейфов, удаленных друг от друга на расстояние, обычно равное нечетному числу $\lambda_в/8$ в первом случае и $\lambda_в/4$ — во втором. Меняя длину всех трех шлейфов трансформатора, можно согласовать практически любую нагрузку волновода. При двух шлейфах этого сделать нельзя.

Наиболее просто изготовить согласующее устройство в виде реактивного ввинчивающегося штыря, расположенного посередине широкой стенки волновода (рис. 22). Эквивалентной схемой такого штыря является последовательное соединение индуктивности и емкости, т. е. последовательный резонансный контур. Если длина штыря меньше четверти длины волны в волноводе, то он действует как емкость, а если больше — то как индуктивность. При длине штыря, точно равной четверти длины волны в волноводе, наступает последовательный резонанс, и общее параллельное сопротивление в эквивалентной схеме становится равным нулю, что приводит к полному отражению падающей волны. Чтобы регулировать фазу отраженной волны, штырь делают перемещающимся вдоль оси волновода, для

чего в середине широкой стенки волновода прорезают продольную щель. Для расширения рабочей полосы, а также чтобы не делать систему перемещения штыря вдоль продольной оси волновода, применяют не один, а несколько штырей (удобнее всего три).

Для согласования двух волноводов различных сечений используют так называемые конусные переходы; волновод одного сечения плавно на достаточной длине, примерно равной $(2\div3)\lambda_в$, переходит в волновод других размеров. Для уменьшения отражений длину перехода желательно делать кратной четверти длины волны в волноводе на средней частоте рабочего диапазона.

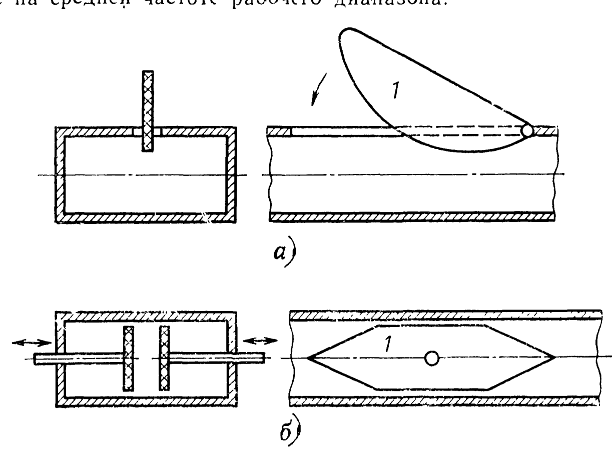


Рис. 23. Волноводные ослабители ножевого типа.
1 — поглощающие пластины.

Ослабители и согласованные нагрузки. Согласованные нагрузки, или поглотители СВЧ мощности, находят широкое применение при наладке СВЧ аппаратуры. Конструктивно поглощающие нагрузки могут быть оформлены по-разному, но они всегда представляют собой отрезок волновода, замкнутый накоротко на конце, в котором параллельно электрическому полю расположены поглощающие пластины или специальной формы бруски поглощающего материала. Пластины делают из листового диэлектрика, покрытого тонким металлическим слоем или слоем графита. Толщина пленки металла или графита подбирается экспериментально. Для лучшего согласования передняя часть пластин скашивается в виде клина длиной не менее половины длины волны в волноводе. Если нужно поглотить очень большую мощность (сотни ватт и более), то волновод заполняют смесью графита с цементом или через стеклянный клиновидный сосуд пропускают проточную воду. На внешней поверхности волновода для отвода тепла устанавливаются радиаторные пластины.

Для уменьшения уровня передаваемой мощности служат ослабители (аттенюаторы). Ослабители запредельного типа рассматривались выше. Здесь будут рассмотрены регулируемые и фиксированные поглощающие аттенюаторы, состоящие из отрезка волновода и поглощающего элемента. Как и в случае согласованных нагрузок, по-

глощающий элемент выполняется в виде диэлектрических пластин, покрытых пленкой металла. В переменных аттенюаторах ослабление меняется при перемещении пластин перпендикулярно продольной оси волновода (рис. 23). В первом случае (рис. 23,*а*) ослабление максимально при полностью введенном «ноже», а во втором (рис. 23,*б*) — когда пластины находятся в максимуме электрического поля, т. е. в центре волновода. С помощью таких ослабителей можно регулировать ослабление сигнала от нуля до 30—40 дБ. Переменные ослабители обычно градуируют в децибелах. Важно заметить, что градуи-

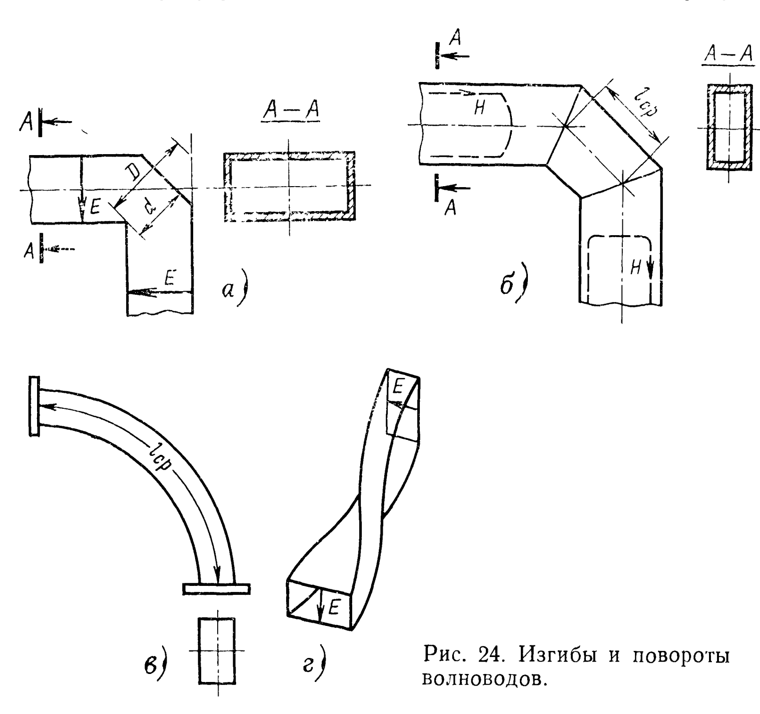


Рис. 24. Изгибы и повороты волноводов.

ровка описанных поглощающих аттенюаторов заметно зависит от длины волны. Поэтому градуировочные кривые необходимо строить для нескольких (трех — пяти) точек рабочего диапазона волн. В фиксированных аттенюаторах пластины укрепляются в одном положении. Наиболее часто используются на практике в качестве развязывающих аттенюаторов, включенных между генератором и измерительным трактом, фиксированные ослабители на 10 или 15 дБ.

В рассмотренных переменных ослабителях регулировка ослабления осуществляется механическим путем. В последнее время находят применение ослабители, регулируемые электрическими способами. В одном из них используются свойства ферромагнитных материалов (ферритов) изменять поглощение электромагнитных волн в зависимости от величины внешнего магнитного поля. С помощью ферритов можно создать также фиксированный аттенюатор, для которого ослабление прямой волны малое, а отраженной — большое. Эти

ослабители очень удобны для развязки генератора и нагрузки; прямая волна почти не ослабляется, а отраженная уменьшается обычно на 20 дБ, т. е. в сто раз по мощности. Такие устройства называются вентилями или ферритовыми вентилями.

Изгибы и повороты волноводного тракта. Волноводные тракты всегда имеют изгибы оси или повороты плоскости поляризации волны. Резкие изгибы создают сильные отражения. Поэтому обычно изгибы и повороты осуществляют на участке, по длине сравнимой с длиной волны в волноводе

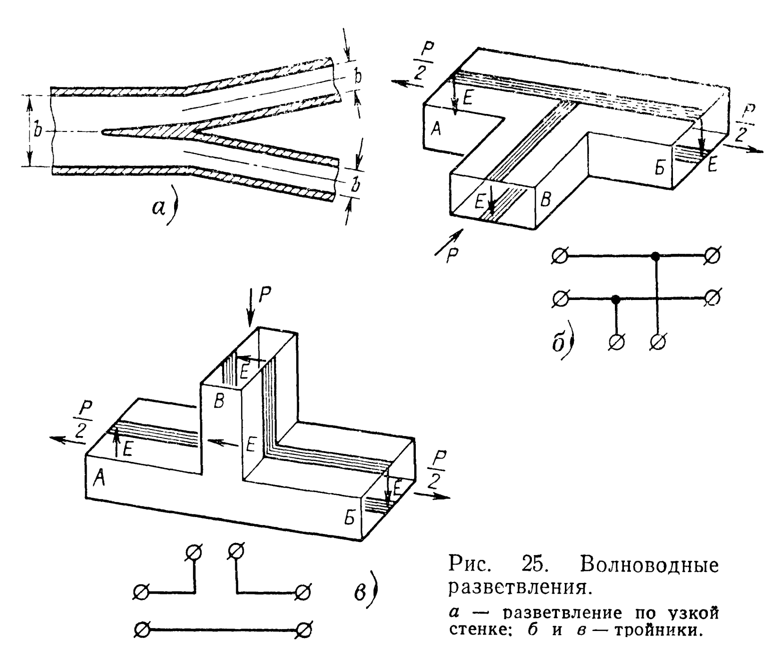


Рис. 25. Волноводные разветвления.

а — разветвление по узкой стенке; *б* и *в* — тройники.

В случае волноводов прямоугольного сечения наиболее часто применяются уголковые изгибы в плоскостях H и E (рис. 24,*а*, *б*) и плавные повороты (рис. 24,*в*). Для изгибов в плоскости H изменение направления оси волновода происходит по широкой стенке, а для изгибов в плоскости *E* — по узкой стенке волновода.

Одинарные уголковые изгибы (рис. 24,*а*) сравнительно узкополосны. Более широкополосными являются уголки с двойным поворотом (рис. 24,*б*); полоса частот здесь достигает 12—15% средней рабочей частоты. Средняя длина $l_{\text{ср}}$ промежуточного участка волновода должна в этом случае равняться примерно четверти длины волны в волноводе. Тогда волны, отраженные от мест соединения участков, оказываются в противофазе и компенсируют друг друга.

Плавные повороты чаще всего выполняются по дуге окружности, причем средняя длина поворота $l_{\text{ср}}$ должна равняться целому числу полуволн в волноводе. Чтобы отражения были минимальными, величина среднего радиуса закругления берется равной примерно $5a$, где a — ширина широкой стенки волновода. Радиусные изгибы достаточ-

но широкополосны, их рабочая полоса частот достигает ±20% средней частоты.

Для поворота плоскости поляризации поля волны обычно применяют отрезки скрученного волновода (рис. 24,*г*). Длина такого отрезка должна равняться целому числу полуволн в волноводе и быть не менее $2\lambda_в$.

Волноводные разветвления. Чтобы распределить высокочастотную энергию между несколькими нагрузками, можно использовать волноводные разветвления различных типов. Разветвления служат также и для подсоединения нескольких питающих источников к одной нагрузке.

Самое простое разветвление волновода прямоугольного сечения осуществляется с помощью металлической перегородки, перпендикулярной электрическим силовым линиям волны H_{10} (рис. 25,*а*). Здесь происходит разделение основного волновода с узкой стенкой b на два волновода, малые размеры которых равны b_1 и b_2.

Большое применение находят тройниковые разветвления. Если плоскость разветвления совпадает с плоскостью, в которой расположены магнитные силовые линии волны H_{10}, то тройник называют Н-тройником (читается «аш-тройником»). Этот тройник изображен на рис. 25,*б*. Эквивалентной схемой его является параллельное соединение двух линий. Это можно наглядно представить по нанесенным в центре широкой стенки волноводов полоскам продольного тока.

Для Е-тройника плоскость разветвления совпадает с плоскостью, в которой расположены электрические силовые линии (рис. 25,*в*). Для него эквивалентной схемой является последовательное соединение длинных линий.

Волноводные тройники обладают интересными особенностями, которые часто используются в волноводной технике. Если генератор подключен к боковому плечу *В*, то в случае Н-тройника (рис. 25,*б*) в плечах *А* и *Б* волны равной амплитуды будут распространяться в противоположных направлениях с одинаковыми фазами. При подключении генератора к плечу *В* Е-тройника (рис. 25,*в*) энергия также делится пополам между плечами *А* и *Б*, но в плечах *А* и *Б* волны будут распространяться с противоположными фазами. Если же мы переместим источник в плечо *Б*, то энергия будет распределяться поровну между плечами *А* и *В*.

Интересны так называемые кольцевые мосты (рис. 26), состоящие из основного волновода, свернутого в кольцо, и нескольких ответвлений. В кольцевом мосте Е-плоскостного типа при подсоединении генератора к плечу *А* энергия будет проходить в плечи *Б* и *Г*, а в плечо *В* ответвления энергии не будет. Поместив в одно из плеч *Б* или *Г* передвижной поршень и подобрав его положение, можно создать такие условия, при которых энергия будет проходить только в плечо *В*. Таким образом, можно производить переключение волноводных цепей.

Большое практическое значение имеет двойной тройник (рис. 27), который состоит из совмещенных Н-тройника и Е-тройника; плечи *А*, *Б* и *В* составляют Е-тройник, а плечи *А*, *В* и *Г* — Н-тройник. Двойные тройники играют в СВЧ технике такую же роль, как и мостовые схемы на низких частотах.

Если, например, к плечу *Б* подключить генератор СВЧ колебаний, а к плечу *Г* — измерительный прибор, то могут наблюдаться два случая: а) мост сбалансирован, и прибор не дает показаний; б) мост не сбалансирован, и показания прибора тем больше, чем больше раз-

баланс моста. В сбалансированном мосте к плечам *Б* и *Г* можно подключить разные СВЧ генераторы. Несмотря на то что они работают на общую нагрузку, влияния одного источника на работу другого наблюдаться не будет. Как говорят, эти генераторы будут развязаны один относительно другого. Практически подобное подключение двух источников СВЧ колебаний используется в некоторых типах радиолокационных станций, где благодаря применению двойных тройников, а также специальных антенных переключателей передатчик и приемник радиолокационной станции могут работать на общую антенну.

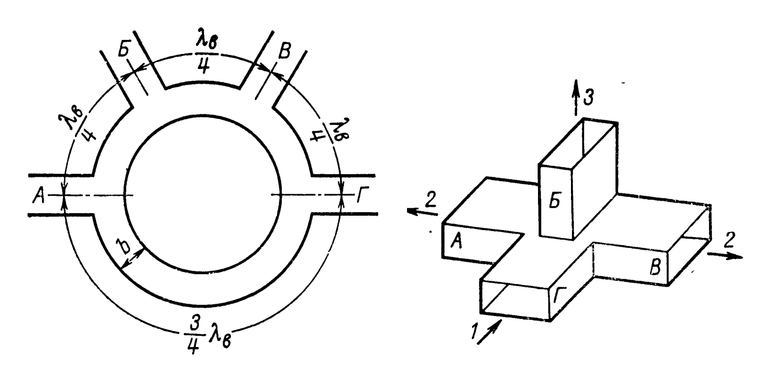


Рис. 26. Волноводный кольцевой мост.

Рис. 27. Двойной волноводный тройник.

1 — от генератора; *2* — к поглощающей нагрузке; *3* — к измерительному прибору.

Рассмотрим другой пример использования двойного тройника. Пусть имеется двойной тройник, симметричный относительно плоскости, проходящей через оси плеч *Б* и *Г*. СВЧ генератор подключим к плечу *Г*, а индикатор (детекторная головка) — к плечу *Б*. Кроме того, предположим, сначала, что в нагрузочные плечи *А* и *В* включены одинаковые нагрузки. Тогда энергия от генератора распределится в плечи *А* и *В* поровну, а в плечо *Б* энергия не пройдет из-за симметрии поля в основном волноводе. Таким образом, плечи *Б* и *Г* будут развязаны. Если же нагрузки неодинаковы, то часть энергии из-за создавшейся несимметрии полей в основном волноводе ответвится в плечо *Б*, и показания прибора будут зависеть от степени различия нагрузок. Одну из нагрузок можно сделать согласованной с волноводом. В этом случае прибор будет отмечать степень рассогласования другой нагрузки по сравнению с эталонной. Другими словами, двойной тройник может быть использован для измерения коэффициента отражения.

Направленные ответвители. Своеобразными разветвлениями волноводной цепи являются также направленные ответвители. Принцип действия их можно уяснить с помощью схемы так называемого двухдырочного ответвителя (рис. 28). К узкой стенке основного волновода *1* припаивается отрезок вспомогательного волновода *2*, в который через два отверстия O_1 и O_2 в общей стенке, размещенных на рас-

стоянии $\lambda_в/4$ друг от друга, ответвляется из основного волновода часть высокочастотной энергии.

Каждое отверстие возбуждает во вспомогательном волноводе две одинаковые по амплитуде волны, каждая из которых распространяется вправо и влево. Можно заметить, что часть падающей волны ответвляется и распространяется в том же направлении, что и в основном волноводе. Мощность, переносимую этой волной, обозначим $P_{отв.прям}$, а мощность, поступающую от генератора по основному волноводу, $P_{пад}$. Поля волн, идущих во вспомогательном вол-

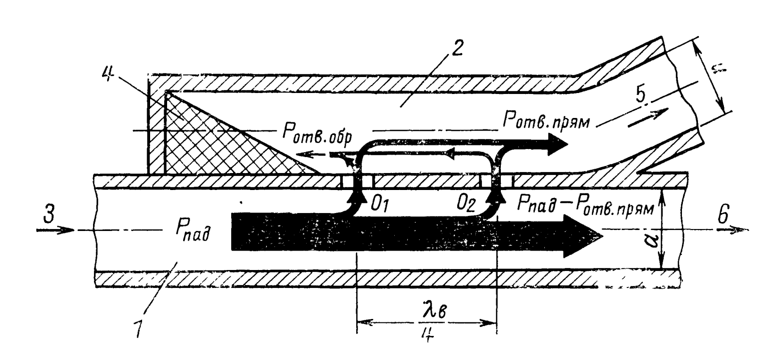


Рис. 28. Волноводный направленный ответвитель с двумя отверстиями связи.

1 — основной волновод; *2* — вспомогательный волновод; *3* — от генератора; *4* — согласованная нагрузка; *5* — к индикатору падающей волны; *6* — к нагрузке основного волновода; O_1 и O_2 — отверстия связи основного и вспомогательного волноводов.

новоде справа налево, взаимно компенсируются, так как поле волны, прошедшей через отверстие O_2, отстает по фазе от поля волны, прошедшей через отверстие O_1, на 180°. Однако компенсация полей этих волн не полная, и результирующая мощность, распространяющаяся во вспомогательном волноводе справа налево, $P_{отв\ обр}$ хотя и много меньше по величине, чем $P_{отв\ прям}$, но все же не равна точно нулю. Эта мощность ($P_{отв.обр}$) поглощается в согласованной нагрузке *4* (рис. 28).

Направленный ответвитель характеризуется двумя основными параметрами: переходным ослаблением $L_{перех}$ и направленностью $L_{напр}$, выражаемых обычно в децибелах:

$$L_{перех} = 10\lg\frac{P_{пад}}{P_{отв.прям}};$$

$$L_{напр} = 10\lg\frac{P_{отв.прям}}{P_{отв.обр}}.$$

Как нетрудно видеть из этих формул, переходное ослабление показывает, какая часть мощности $P_{пад}$, проходящей по основному волноводу, ответвляется во вспомогательный. Типичные значения $L_{перех}$ составляют 20—30 дБ, т. е. во вспомогательный волновод ответвляется от 1 до 0,1% $P_{пад}$. Но бывают направленные ответвители и с малым переходным ослаблением. Например, если $L_{перех}$ =

$=3$ дБ, то ответвитель служит для разделения СВЧ мощности между основным и вспомогательным волноводом пополам.

Направленность $L_{напр}$ характеризует направленные свойства ответвителя, т. е. $L_{напр}$ показывает, во сколько раз $P_{отв\,прям}$ больше $P_{отв.обр}$. Обычно $L_{напр}=20$—30 дБ, т. е. $P_{отв.прям}$ больше $P_{отв\,обр}$ в 100—1000 раз.

Важной характеристикой направленного ответвителя является зависимость $L_{перех}$ и $L_{напр}$ от частоты. Если эти параметры остаются постоянными при изменении частоты на 1—2%, то ответвитель считается узкополосным, если на 5—20%, то такой ответвитель называется широкополосным.

Высокую направленность, широкую рабочую полосу частот и практически самые различные значения $L_{перех}$ можно получить в так называемом многодырочном направленном ответвителе, в котором связь между волноводами осуществляется через 10—20 отверстий в общей стенке, причем диаметры отверстий и расстояние между ними поддаются довольно точному расчету.

Если основной волновод нагружен на несогласованную нагрузку, то в нем появляется и отраженная волна. Частично отраженная волна проходит во вспомогательный волновод и поглощается в согласованной нагрузке *4*, расположенной в левой части вспомогательного волновода. Распространяющиеся во вспомогательном волноводе слева направо составляющие поля отраженной волны оказываются в противофазе и компенсируют друг друга. Если в правое плечо (*5* на рис. 28) вспомогательного волновода включить индикаторное устройство, то его показания будут пропорциональны напряженности поля падающей волны в основном волноводе. Если же направленный ответвитель повернуть на 180°, то прибор будет реагировать только на поле отраженной волны.

Указанные свойства направленного ответвителя вызвали его широкое применение в измерительной технике. Можно привести несколько примеров использования направленных ответвителей. Например, направленные ответвители часто применяют в качестве аттенюаторов с фиксированным ослаблением 20—30 дБ. Тогда в основном волноводе на его конце ставится согласованная нагрузка, а к плечу *5* (рис. 28) вспомогательного волновода подключается волноводный тракт.

Самое широкое распространение в последнее время получили направленные ответвители для измерения коэффициента отражения или КСВН в широкой полосе частот с помощью полуавтоматических измерителей КСВН, называемых *панорамными измерителями* КСВН. В этих приборах в основной волновод включаются в противоположных направлениях два ответвителя. Отводимая каждым ответвителем мощность зависит только от мощности, передаваемой прямой или обратной волной. Комбинация двух направленных ответвителей включенных для ответвления одним прямой волны, а другим — обратной, называется *рефлектометром.*

В качестве генератора СВЧ в панорамном измерителе КСВН обычно используется лампа обратной волны (ЛОВ), выходной сигнал которой электрическим путем меняется по частоте по закону, близкому к пилообразному. Продетектированный сигнал с направленного ответвителя прямой волны используется для стабилизации выходной мощности ЛОВ, так что $P_{пад}$ становится постоянной в широкой полосе частот. Пилообразное напряжение, используемое для изменения частоты генерируемого лампой обратной волны сигнала,

подается также на горизонтальные отклоняющие пластины осциллографа. В результате положению луча по горизонтали соответствует определенное значение частоты. Так как $P_{пад}$ теперь постоянна, то отраженная от нагрузки мощность однозначно определяется коэффициентом отражения от нагрузки, а следовательно, и коэффициентом стоячей волны напряжения. С детекторной головки, установленной в направленном ответвителе отраженной волны, сигнал после усилителя подается на вертикальные отклоняющие пластины осциллографа. Чем больше этот сигнал, тем больше отраженная мощность, тем больше КСВН. Таким образом, светящаяся линия на экране осциллографа характеризует зависимость КСВН нагрузки от частоты.

Чтобы определить значение КСВН на определенной частоте, в тракт полуавтоматического измерителя КСВН между генератором и рефлектометром включают резонансный волномер. Сигнал с детектора волномера подают на электрод электронно-лучевой трубки, управляющий яркостью луча. Перестраивая волномер, мы перемещаем по светящейся линии на экране осциллографа более яркую точку. Частота СВЧ колебаний ЛОВ в каждом положении этой яркой точки определяется по градуировочной кривой или по градуировочной таблице волномера.

Направленный ответвитель можно использовать и для измерения выходной мощности СВЧ генератора. Для этого ответвитель включается так, чтобы ответвлялась часть мощности падающей волны $P_{пад}$, которая измеряется измерителем мощности. При этом, конечно, надо с высокой точностью знать значения $L_{перех}$ в требуемой полосе частот. Такой способ измерения мощности особенно важен при измерении больших мощностей, когда появляется возможность применения менее сложных измерительных приборов, пригодных для измерения малых мощностей.

КОАКСИАЛЬНЫЕ ЛИНИИ И КОАКСИАЛЬНЫЕ КАБЕЛИ

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОАКСИАЛЬНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Коаксиальная линия передачи представляет собой два металлических проводника цилиндрической формы, расположенных один внутри другого так, что их оси совпадают. Внутренний проводник обычно сделан из сплошного металла или состоит из нескольких более тонких проводников, соприкасающихся друг с другом (в коаксиальных кабелях). Наружный проводник имеет вид металлической трубки, которая может быть сплошной трубкой или сплетена из тонких проволочек в виде цилиндрической металлической оплетки (в коаксиальных кабелях).

Электромагнитное поле в коаксиальной линии заключено в пространстве между внутренним, т. е. центральным проводником, и наружным проводником, который называют еще внешним проводником или оболочкой. При передаче по коаксиальной линии высокочастотной энергии по проводникам ее текут переменные токи, которые благодаря поверхностному эффекту сосредоточены в очень тонком слое металла, составляющем единицы микрометров, причем этот слой тем

тоньше, чем выше электропроводность металла и чем выше частота сигнала (см. стр. 21).

Важно подчеркнуть, что слои металла, по которым протекают высокочастотные токи, всегда являются пограничными между металлом и диэлектриком, в котором распространяется электромагнитная волна. Таким образом, в коаксиальной линии высокочастотные токи текут по наружному слою центрального проводника и по внутреннему слою оболочки. Благодаря этому свойству коаксиальная линия является полностью экранированной линией передачи электромагнитных волн.

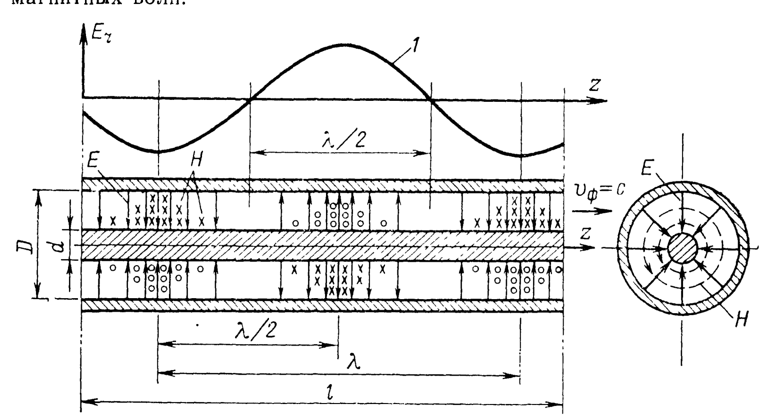


Рис. 29. Структура электрического и магнитного полей бегущей волны типа ТЕМ в коаксиальной линии.

1 — распределение напряженности электрического поля вдоль длины линии (по синусоидальному закону) для фиксированного момента времени t.

Геометрическими параметрами коаксиальной линии, которые определяют ее электрические свойства, являются: диаметр центрального проводника d, внутренний диаметр оболочки D и длина l (рис. 29). Центральный проводник отделен от оболочки слоем диэлектрика толщиной $(D-d)/2$ или диэлектрическими шайбами. В качестве диэлектрика обычно применяется полиэтилен или фторопласт. Их относительная диэлектрическая проницаемость ε в зависимости от частоты сигнала и марки может быть равна от 2,1 до 2,8 (см. табл. 7).

Чтобы дать определение электрических параметров коаксиальной линии, рассмотрим ее отрезок длиной l (рис. 29), разомкнутый с обоих концов. В этом случае оболочка и центральный проводник изолированы друг от друга слоем диэлектрика. Другими словами, мы имеем цилиндрический конденсатор. Его емкость можно подсчитать по формуле

$$C = \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln D/d},$$

где C — емкость в фарадах; l — длина в метрах; ε — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика; ε_0 — электрическая по-

стоянная. В практической Международной системе единиц СИ, которая используется в этой книге, $\varepsilon_0 = 0{,}886 \cdot 10^{-11}$ Ф/м.

Важным параметром коаксиальной линии является ее так называемая погонная емкость C_0, т. е. емкость цилиндрического конденсатора, приходящаяся на единицу его длины. Если выразить C_0 в пикофарадах (1 пФ $= 10^{-12}$ Ф), а длину в метрах, то из формулы для C, пФ/м можно получить:

$$C_0 = 24{,}2 \frac{\varepsilon}{\lg D/d}$$

Другим электрическим параметром коаксиальной линии является ее погонная индуктивность L_0, которая представляет собой сумму индуктивностей наружного и центрального проводников, приходящихся на единицу длины линии. Погонная индуктивность измеряется в Гн/м (генри на метр).

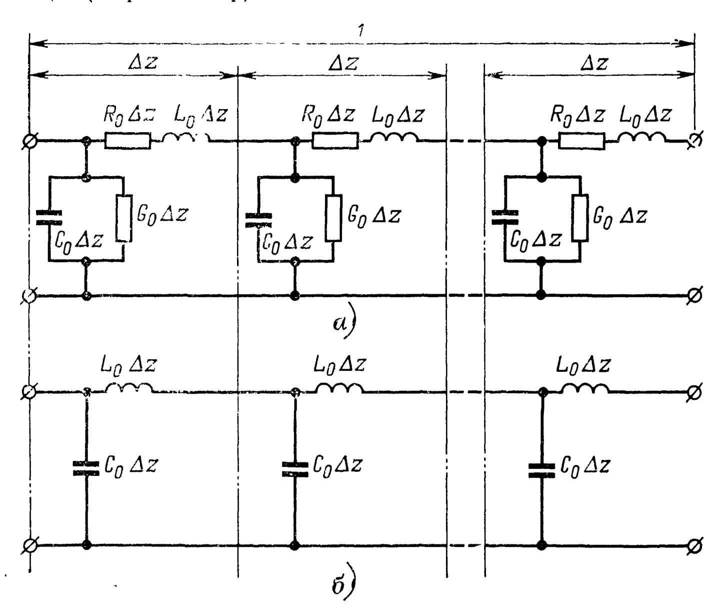


Рис. 30. Эквивалентные схемы коаксиальных линий.

а — с учетом потерь; *б* — без учета потерь.

Так как любой металлический проводник имеет хотя и малое, но конечное сопротивление, то это сопротивление применительно к коаксиальной линии удобно выражать через погонное активное сопротивление обеих токопроводящих жил R_0, измеряемое в Ом/м (ом на метр). Погонное сопротивление R_0 характеризует тепловые потери в металлических проводниках коаксиальной линии. Наконец, диэлектрик между проводниками, если это не вакуум или воздух, не является идеальным, и его погонную проводимость обозначают G_0 и называют проводимостью изоляции. Величина G_0 выражается в Сим/м

(сименс на метр). Напомним, что 1 Сим=1/Ом. Погонная проводимость G_0 характеризует тепловые потери передаваемой по линии высокочастотной энергии в диэлектрической изоляции между проводниками коаксиальной линии. Подчеркнем, что проводимость G_0 не является обратной величиной R_0 и не зависит от нее.

Эквивалентную схему коаксиальной линии можно представить как последовательное соединение ячеек, составленных из $C_0\Delta z$, $L_0\Delta z$, $R_0\Delta z$ и $G_0\Delta z$ (рис. 30,*а*), где Δz — очень маленький отрезок линии, например, в десятки или сотни раз меньший длины волны λ_0 передаваемого сигнала. Продольную координату коаксиальной линии будем обозначать z.

Обычно проводники коаксиальных линий медные или посеребренные, так что их активное сопротивление $R_0\Delta z$, приходящееся на одну ячейку эквивалентной схемы, изображенной на рис. 30,*а*, много меньше индуктивного сопротивления $x_L=\omega L_0\Delta z$. А если изоляция между проводниками — воздух или вакуум, то потерями в изоляции, определяемыми G_0, можно пренебречь. В этом случае $G_0\Delta z$ много меньше реактивной емкостной проводимости $y_c=\omega C_0\Delta z$, эквивалентную схему можно упростить, и она будет иметь вид, изображенный на рис. 30,*б*.

Из-за того что в каждой ячейке ток, текущий через сопротивление $R_0\Delta z$ и $x_L=\omega L_0\Delta z$, частично ответвляется в параллельно соединенные проводимости $G_0\Delta z$ и $y_c=\omega C_0\Delta z$, вдоль линии непрерывно меняются как ток, так и напряжение между проводниками.

Электрические параметры коаксиальной линии C_0, L_0, R_0 и G_0 называются первичными параметрами, так как они определяются геометрическими размерами линии, ее конструкцией и применяемыми материалами. Другие электрические параметры, называемые вторичными и играющие важную роль в характеристике передачи электромагнитных волн по коаксиальной линии, выражаются через эти первичные параметры.

Волновое сопротивление Z_c — это сопротивление, выражаемое в омах, которое встречает бегущая по линии от генератора к нагрузке электромагнитная волна, причем включенная в конце линии нагрузка имеет чисто активное сопротивление, равное этому же волновому сопротивлению.

Анализируя процесс распространения волн по коаксиальной линии, можно показать, что в наиболее часто встречающихся на практике случаях, когда можно пренебречь потерями в линии, т. е. когда применима эквивалентная схема, изображенная на рис. 30,*б*, волновое сопротивление

$$Z_c=\sqrt{L_0/C_0}=\frac{138}{\sqrt{\varepsilon}}\lg\frac{D}{d},\ \text{Ом}$$

Наибольшее распространение на практике получили коаксиальные линии с волновым сопротивлением 50 Ом. Пятидесятиомные линии применяются обычно в диапазоне волн короче 15—20 см. В более длинноволновом диапазоне, т. е. на дециметровых и метровых волнах, до последнего времени наиболее часто применялись коаксиальные линии с волновым сопротивлением 75 Ом. Это связано с тем, что широко распространенные в метровом и дециметровом диапазонах волн антенны или их элементы в виде полуволновых вибраторов имеют входное сопротивление около 75 Ом. При питании этих антенн через 75-омную коаксиальную линию не требуется при-

менения устройств для согласования входного сопротивления антенны и волнового сопротивления кабеля.

Однако недостатком 75-омной линии по сравнению с 50-омной является ее бо́льшие потери на единицу длины, так как при одном и том же диаметре наружного проводника D диаметр внутреннего проводника d 75-омной линии в полтора раза меньше диаметра центрального проводника 50-омной линии. Значит, активное сопротивление и потери в ней больше, чем в 50-омной линии. С другой стороны, центральный проводник наиболее распространенных кабелей и разъемов у 75-омной линии весьма тонкий и недостаточно прочный по сравнению с 50-омной линией. Поэтому в последнее время 75-омные линии применяют все реже и реже. Более того, их не рекомендуют применять в новых разработках СВЧ устройств.

Унификация волновых сопротивлений, т. е. всеобщее применение 50-омных линий, позволит получить существенную экономию материальных затрат за счет уменьшения номенклатуры деталей и элементов коаксиальных трактов. Другие значения волновых сопротивлений применяются фактически лишь в отдельных случаях и на очень коротких участках коаксиальных линий порядка четверти длины волны, например в согласующих трансформаторах.

Из формулы для Z_c видно, что для заданных значений Z_c и ε постоянной величиной является отношение D/d. С другой стороны, для наиболее распространенных 50- и 70-омных линий стандартизованы и значения размеров D и d. Так, в случае воздушного заполнения наиболее часто применяются следующие значения D и d:

для 50-омных линий

$$\frac{D\,(\text{мм})}{d\,(\text{мм})}=\frac{16}{6,95}=\frac{10}{4,3}=\frac{30}{13}=2,3;$$

для 75-омных линий

$$\frac{D\,(\text{мм})}{d\,(\text{мм})}=\frac{16}{4,6}=\frac{30}{8,6}=3,48\approx 3,5.$$

Скорость распространения v. В правильно сконструированных коаксиальных трактах распространяется и используется для передачи сигналов один тип волны — поперечная электромагнитная волна TEM. Скорость ее распространения вдоль продольной оси коаксиальной линии, т. е. вдоль координаты z, в случае, если между проводниками линии воздух или вакуум, равна скорости распространения света в свободном пространстве $c=300\,000$ км/с, т. е. имеет то же значение, что и при распространении электромагнитных волн в свободном пространстве. Если между проводниками линии расположен диэлектрик с относительными диэлектрической ε и магнитной μ проницаемостями, то

$$v=\frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}}.$$

В коаксиальных кабелях, где $\varepsilon=2,3$, а $\sqrt{2,3}\approx 1,5$

$$v=2c/3=200\,000 \text{ м/с}.$$

Через основные параметры для линии без потерь v выражается так:

$$v=\frac{1}{\sqrt{L_0C_0}}.$$

Для ТЕМ-волны характерно, что скорость распространения ее вдоль линии v не зависит от частоты, поэтому $v=v_ф=v_{гр}$. Фазовая постоянная (коэффициент фазы) β для коаксиальных линий

$$\beta=\frac{\omega}{v_ф}=\frac{\omega}{v}=\omega\sqrt{L_0C_0}.$$

Изменение β от частоты близко к линейному. β измеряется в рад/м (радиан на метр). Таким образом, β показывает, на сколько радиан изменится фаза волны на длине коаксиальной линии, равной одному метру. Напомним также, что на длине линии, равной длине волны передаваемого сигнала, фаза меняется на 2π радиан. Отсюда следует, что $\beta=2\pi/\lambda$.

Потери энергии. В подавляющем большинстве случаев в коаксиальных линиях погонные активные сопротивления R_0 и проводимость G_0 много меньше соответствующих реактивных сопротивления и проводимости, т. е. $R_0/\omega L_0\ll 1$ и $G_0/\omega C_0\ll 1$. В этом случае коэффициент затухания (поглощения) α можно подсчитать по формуле

$$\alpha=\frac{R_0}{2}\sqrt{\frac{C_0}{L_0}}+\frac{G_0}{2}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}=\frac{R_0}{2Z_c}+\frac{G_0Z_0}{2}.$$

В этой формуле α выражается в неп/м (непер на метр). Амплитуда напряжения или тока вдоль линии уменьшается по закону:

$$U_l=U_0e^{-\alpha l},$$

где U_0 — амплитуда напряжения в начале рассматриваемого участка линии длиной l, а U_l — амплитуда напряжения в конце этого участка. Таким образом, при длине участка $l=1$ м, если $\alpha=1$ Неп/м (это очень большой коэффициент затухания), то U_l будет меньше U_0 в e раз, т. е. в 2,32 раза. Если α выразить в децибелах на метр, а 1 дБ=0,115 Неп или 1 Неп=8,68 дБ, то полные потери вдоль линии на длине l, дБ.

$$\alpha l=20\lg\frac{U_0}{U_l}=10\lg\frac{U_0^2}{U^2}=10\lg\frac{P_0}{P_l}.$$

Мощность в начале рассматриваемого участка P_0 прямо пропорциональна $U^2{}_0$, а мощность в конце участка P_l прямо пропорциональна $U^2{}_l$. Поэтому, используя формулу для U_l, можно получить:

$$P_l=P_0e^{-2\alpha l}.$$

Из формулы для αl видно, что выражение потерь в децибелах удобно еще и тем, что потери в децибелах и по напряжению и по мощности равны одному и тому же числу. А для определения величин $\lg U_0/U_l$ или $\lg P_0/P_l$ надо значение αl, дБ, разделить соответственно на 20 или 10.

Анализ влияния различных факторов на потери показал, что при использовании меди для центрального и внешнего проводников коаксиального кабеля минимальные потери достигаются при $D/d=3{,}6$. При этом $Z_c=76{,}6/\sqrt{\varepsilon}=76{,}6/1{,}5=51$ Ом, т. е. близко к стандартному значению 50 Ом, если $\varepsilon\approx 2{,}3$ (диэлектрик — полиэтилен).

Интересно, что максимальная электрическая прочность коаксиальной линии достигается при $D/d=2{,}72$ ($Z_c=60/\sqrt{\varepsilon}$, т. е. для линий с воздушным заполнением при $Z_c=60$ Ом). Наконец, предельное значение передаваемой мощности можно получить при $D/d=1{,}65$ ($Z_c=30/\sqrt{\varepsilon}$ Ом). Все эти зависимости от D/d плавные, поэтому в совокупности за основной стандарт для коаксиальных линий было принято значение $Z_c=50$ Ом.

Типичные зависимости коэффициента поглощения α от частоты показаны на рис. 31. Как видно из рисунка, значение коэффициента α для коаксиальных кабелей со сплошной полиэтиленовой изоляцией

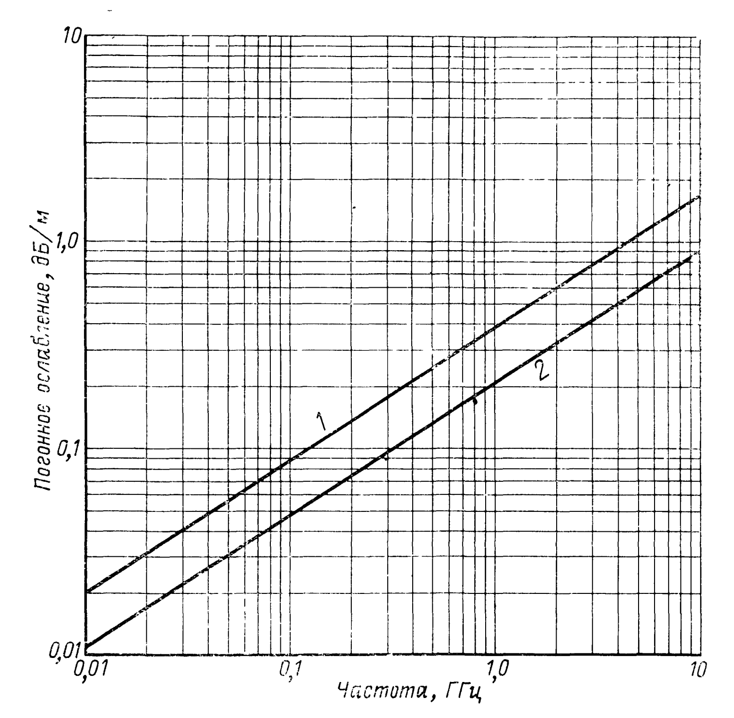


Рис. 31. Частотные зависимости погонного ослабления в радиочастотных коаксиальных кабелях при температуре 20 °С.

1 — марка РК-50-7-12 с полиэтиленовой изоляцией, 2 — марка РК-75-7-110 с воздушно-пластмассовой изоляцией.

в диапазоне короче 10 см (частота более 3 ГГц) равно 1 дБ/м, а в метровом диапазоне волн (частота 100—200 МГц) — 0,1 дБ/м.

Потери в коаксиальной линии имеют минимальное значение при следующем соотношении между первичными параметрами: $R_0C_0= =L_0G_0$. При этом $\alpha_{мин}=\sqrt{R_0G_0}$.

Чтобы уменьшить потери, прежде всего надо уменьшить R_0, для чего надо увеличить диаметры центрального и наружного проводников, оставляя неизменным отношение D/d, определяющее волновое

сопротивление Z_c. Однако это можно делать только до тех пор, пока по коаксиальной линии еще не могут распространяться высшие типы волн. Следующий путь — уменьшение G_0. Этого можно достигнуть путем уменьшения количества диэлектрика, применяемого для крепления центрального проводника, и улучшения его диэлектрических свойств.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ТЕМ-ВОЛНЫ. ВЫСШИЕ ТИПЫ ВОЛН В КОАКСИАЛЬНЫХ ЛИНИЯХ

Структура поля волны ТЕМ показана на рис. 29. Электрические силовые линии представляют собой прямые линии, идущие по радиусам, т. е. вектор **E** в цилиндрической системе координат (рис. 32) имеет только одну компоненту E_r. Другие две компоненты E_φ и E_z равны нулю. Магнитные силовые линии имеют вид концентрических оружностей, т. е. из трех составляющих вектора **H** в цилиндрической системе координат не равна нулю только одна компонента $\mathbf{H}_\varphi$. Вблизи центрального проводника силовые линии расположены гуще, чем у наружного. Поэтому вблизи центрального проводника напряженность электрического и магнитного полей значительно больше, чем у наружного проводника. По мере удаления от поверхности центрального проводника напряженность поля уменьшается обратно пропорционально r, если диэлектрик между проводниками линии однороден. Таким образом, вблизи центрального проводника коаксиальной линии напряженность электрического и магнитного полей больше, чем у наружного, в D/d раз.

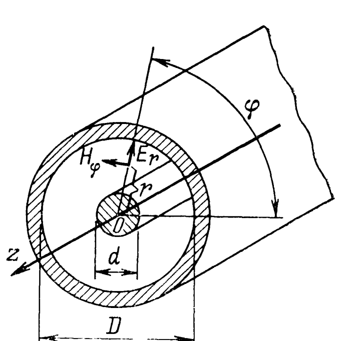


Рис. 32. Коаксиальная линия и цилиндрическая система координат.

Высокочастотные токи в стенках коаксиальной линии при распространении волны ТЕМ текут строго параллельно продольной оси z. Если прорезать тонкие сквозные продольные щели как в наружном, так и во внутреннем проводниках, то линии тока не будут «перерезаны» щелями, и через такие щели не будет излучения электромагнитной энергии и не будет отражения электромагнитной волны. Этим свойством пользуются при устройстве измерительной коаксиальной линии.

Плотность высокочастотного тока на поверхности идеального проводника, а практически во всех металлах, численно равна напряженности магнитного поля у его поверхности. Например, если $H_\varphi = 2$ А/см у поверхности центрального проводника, то это значит, что через один сантиметр окружности центрального проводника, расположенной в поперечной плоскости, протекает ток 2 А.

Высшие типы волн. В коаксиальной линии при определенных условиях могут распространяться Н и Е-волны, очень похожие по своим свойствам на соответствующие Н и Е-волны в волноводе круглого сечения. Главным из этих условий является то, чтобы ра-

бочая длина волны была *меньше* критической длины волны для интересующего нас типа волны.

Как и в волноводе круглого сечения, эти волны обозначают H_{ni} и E_{ni}, где индекс n по-прежнему означает число максимумов поля по азимуту, т. е. в направлении угла φ цилиндрической системы координат (рис. 32), а i — число максимумов поля по радиусу r. Интересно, что структура поля первых высших типов волн в коак-

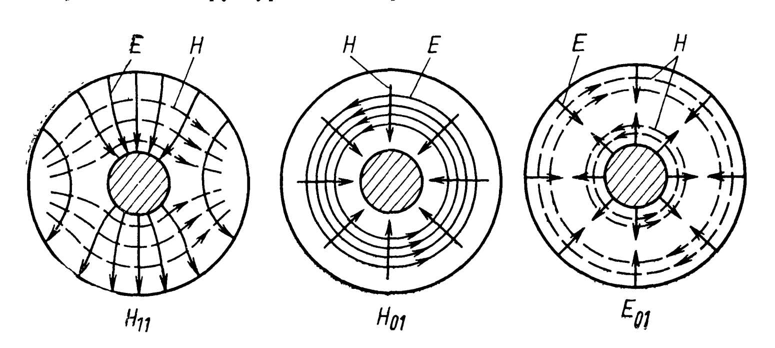


Рис. 33. Структура поля высших типов электромагнитных волн H_{11}, H_{01} и E_{01} в поперечном сечении коаксиальной линии.

сиальной линии H_{11} и H_{01} почти одинакова, а для волны E_{01} напоминает структуру поля соответственно волн H_{11}, H_{01} и E_{01} в волноводе круглого сечения. Чтобы убедиться в этом, полезно сравнить картины полей высших типов волн в коаксиальной линии, изображенных на рис. 33, с картинами полей волн в волноводе круглого сечения с теми же индексами, изображенными на рис. 7 и 8.

Высшие типы волн в коаксиальной линии имеют свои критические длины, связанные с геометрическими размерами поперечного сечения коаксиальной линии. Как и в волноводе круглого сечения, наибольшую критическую длину волны в коаксиальной линии имеет волна H_{11}. При отношении D/d от 2 до 5, т. е. для наиболее распространенных значений волновых сопротивлений порядка 50—100 Ом, с достаточной для практики точностью

$$(\lambda_{кр})_{H_{11}} \approx \frac{\pi}{2}(D+d).$$

При этом погрешность в сторону увеличения $\lambda_{кр}$ не превышает 4%. Чтобы в коаксиальной линии не могли распространяться никакие высшие типы волн, рабочая длина волны должна быть больше $(\lambda_{кр})_{H_{11}}$.

Определить значение $(\lambda_{кр})_{H_{11}}$ можно из следующих физических соображений. Рассмотрим волновод прямоугольного сечения, по которому распространяется волна H_{10}. Свернем его в полукольцо, как показано на рис. 34. Нетрудно видеть, что критическая длина волны в таком волноводе в первом приближении определяется средним размером широких стенок

$$a_{ср} = \frac{1}{2}\pi\frac{D+d}{2}$$

и равна $2a_{ср}$, т. е. равна $\pi(D+d)/2$. Если сложить с этим волноводом второй такой же волновод с синфазно возбужденной волной H_{10}, изображенной на рис. 34 пунктиром, то вблизи общих стенок в поперечном сечении магнитные силовые линии будут направлены навстречу друг другу, а в продольном сечении вблизи общих стенок — в одном и том же направлении. Если теперь эти общие стенки убрать, то структура поля в каждой половинке коаксиальной линии не изменится, а это значит, что критическая длина для волны H_{11} в коаксиальной линии будет по-прежнему равна $2a_{ср}$, т. е. будет определяться по формуле для $(\lambda_{кр})_{H_{11}}$.

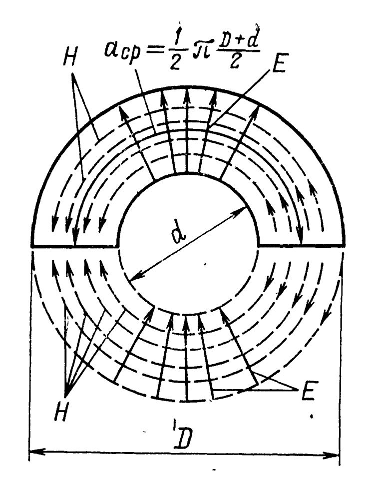


Рис. 34. Структура поля низшего типа волны в волноводе с поперечным сечением в виде полукольца.

Критическая длина волны для следующих типов волн в коаксиальной линии H_{01} и E_{01} одинакова и определяется по формуле

$$(\lambda_{кр})_{H_{01}} = (\lambda_{кр})_{E_{01}} = D - d.$$

На практике высшие типы волн почти не используются. Это связано с тем, что если D и d столь велики, что эти волны могут распространяться, то в линии возможны паразитные резонансы, которые могут вызвать пробой в линии при передаче больших мощностей, а при передаче малых мощностей на отдельных частотах рабочего диапазона могут быть неожиданно большие величины ослабления сигнала порядка 10—30 дБ на весьма коротких участках коаксиального тракта.

На рис. 11 показано, что в коаксиальной линии с волновым сопротивлением 50 Ом, имеющей размеры $D=10$ мм, а $d=4{,}34$ мм, распространение высших типов волн невозможно при $\lambda>2{,}3$ см.

Из всех высших типов волн коаксиальной линии единственное, но весьма важное применение находит только волна H_{01} для создания колебаний вида H_{011} в коаксиальном резонаторе, которые необходимы для нормальной работы важного типа электронного прибора СВЧ — так называемого коаксиального магнетрона. В этом случае резонатор представляет собой отрезок коаксиальной линии, короткозамкнутый с обоих концов, причем расстояние между короткозамыкающими стенками равно $\lambda_в/2$, где $\lambda_в$ — длина волны в коаксиальной линии при распространении в ней волны высшего типа H_{01}.

ЛИНИЯ ПЛОСКОСТНОГО ТИПА

Линия плоскостного типа представляет собой центральный проводник круглого поперечного сечения, расположенный симметрично между двумя параллельными металлическими плоскостями (рис. 35). Эту линию можно считать разновидностью коаксиальной линии, у которой роль наружного проводника выполняют параллельные плоскости. Основным типом волны в плоскостной линии является

ТЕМ-волна, структура поля которой показана на рис. 35. Из рисунка видно, что электромагнитное поле между проводящими плоскостями быстро убывает по мере удаления от центрального проводника в плоскости симметрии линии, т. е. в направлении, противоположном стрелке A. Можно считать, что при $S>5D$ поле вне размера S практически отсутствует.

Основное применение плоскостная линия находит в измерительных линиях, предназначенных для коаксиальных трактов, а также при разработке сложных коаксиальных элементов. Экспериментирование с плоскими наружными проводниками существенно проще, чем с круглыми.

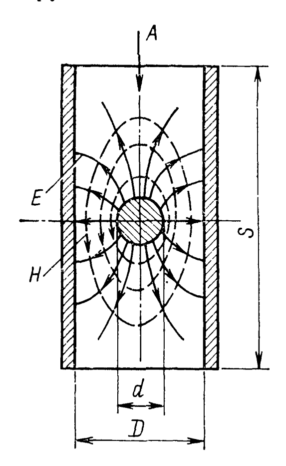


Рис. 35. Структура поля ТЕМ-волны в поперечном сечении плоскостной линии.

Рис. 36. Волновое сопротивление линий передачи с воздушным диэлектриком в зависимости от d/D.

1 — для коаксиальной линии; 2 — для плоскостной линии.

Волновое сопротивление плоскостной линии Z_0 выбирается равным волновому сопротивлению стыкующейся с ней коаксиальной линии. Рассчитать его можно по следующей формуле, Ом:

$$Z_0 = 138 \lg \left(1,27 \frac{D}{d}\right),$$

где размеры D и d показаны на рис. 35, или по графику, изображенному на рис. 36. Обычно диаметр d или размер D у плоскостной линии и стыкующейся с ней коаксиальной линии одинаковы. А так как тип волны в них один и тот же, то при равенстве волновых сопротивлений отражения от места стыковки невелики. Они еще могут быть уменьшены, если применить компенсацию отражений подобно тому, как это делается при соединении коаксиальных линий разного поперечного сечения, но одинакового волнового сопротивления (см. далее).

Применение плоскостной линии в качестве измерительной линии в коаксиальных трактах выгодно тем, что практически полностью

исключается несколько существенных погрешностей измерений по сравнению с коаксиальной.

В коаксиальной измерительной линии прорезают продольную щель в наружном проводнике, через которую в пространство между наружным и внутренним проводниками вводится зонд индикаторного устройства. Длину щели делают несколько больше самой длинной волны рабочего диапазона, чтобы иметь возможность измерять напряженность поля в нескольких максимумах и минимумах стоячей волны и оценивать повторяемость результатов. И хотя продольная щель не является излучающей, так как она параллельна направлению высокочастотных токов, все же она несколько изменяет волновое сопротивление линии. Поэтому конструкторы измерительных линий экспериментально подбирают ширину щели и требуют прорезания ее с предельно малыми допусками и максимально симметрично относительно продольной оси коаксиальной линии. Наиболее часто встречаются щели шириной 1—3 мм. Изменение волнового сопротивления коаксиальной линии ΔZ_0, вызванное наличием щели в наружном проводнике, может быть подсчитано по формуле

$$\frac{\Delta Z_0}{Z_0} = \frac{1}{\pi^2} \frac{s^2}{D^2 - d^2},$$

где s — ширина щели в тех же единицах длины, что D и d. Этой формулой следует пользоваться при точных измерениях с помощью измерительной линии.

Если щель в измерительной линии прорезана не идеально симметрично, то возможно возбуждение так называемых щелевых волн, которые, особенно при наличии резонанса, могут давать сильное излучение через щель и вызывать большие искажения результатов измерения коэффициента стоячей волны на отдельных частотах. Для устранения возбуждения щелевой волны в коаксиальных измерительных линиях применяют экран зонда, который состоит из двух металлических пластинок, погруженных в щель и соединенных гальванически с кареткой зонда, но не касающихся самого зонда.

Применение в измерительной коаксиальной линии на длине перемещения зонда плоскостной линии позволяет прежде всего существенно уменьшить влияние на результаты измерения непостоянства глубины погружения зонда при его движении вдоль линии. В плоскостной измерительной линии зонд расположен по стрелке A (рис. 35) и может перемещаться в направлениях, перпендикулярных плоскости рисунка.

Рассмотрим другое преимущество плоскостной измерительной линии перед коаксиальной. Так как в плоскостной линии нет щелевых видов волн, излучение в окружающее линию пространство отсутствует. Если, как обычно принято, в плоскостной линии взять $S = 5D$ (рис. 35), то линия в смысле экранировки от окружающего пространства будет эквивалентна коаксиальной линии с продольной щелью, угловой размер φ которой равен всего лишь 0,0015 рад. В пределах этого угла в наружном цилиндрическом проводнике коаксиальной линии прорезана продольная щель. Если, как обычно, D равно 30 мм, то ширина щели $s = D\varphi/2 \approx 0{,}024$ мм. Ясно, что столь узкую щель в коаксиальной линии технически выполнить сложно, а работать с еще более тонким зондом практически невозможно

Плоскостная линия оказалась удобной и при устройстве поглощающих аттенюаторов. Коаксиальные аттенюаторы ножевого типа, похожие по конструкции на волноводные аттенюаторы, схематически изображенные на рис. 23, имеют малое ослабление (до 15—20 дБ), резкое изменение ослабления в зависимости от глубины погружения «ножа» и от частоты.

Советский изобретатель В. С. Кобяков на основе плоскостной линии сконструировал поглощающий аттенюатор [Л. 12], не имеющий

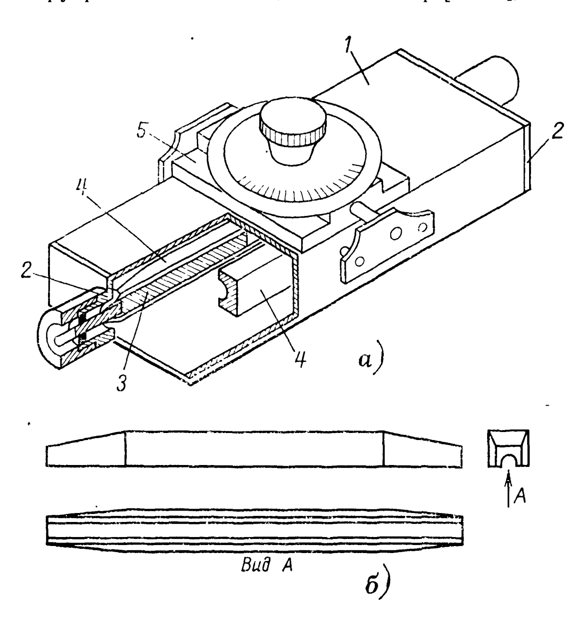


Рис. 37. Коаксиальный поглощающий аттенюатор на плоскостной линии.

а — общий вид; *б* — поглощающая полумуфта; *1* — корпус; *2* — крышка с коаксиальным выходом; *3* — центральный проводник плоскостной линии; *4* — поглощающие полумуфты; *5* — механизм перемещения полумуфт.

этих недостатков. Схематически он показал на рис. 37,*а*. Размеры плоскостей линии: $d=10{,}8$ мм; $D=20$ мм и $S=58$ мм. Чтобы исключить излучение энергии в окружающее пространство, в области, где поля ТЕМ-волны малы, т. е. на расстоянии $S/2$ от оси центрального проводника, наружные проводники плоскостной линии закорочены между собой. В результате наружный проводник плоскостной линии имеет в поперечном сечении форму волновода прямоугольного сечения.

В качестве поглощающего устройства применены две полумуфты прямоугольного поперечного сечения из поглощающего материала М-1. На каждой из полумуфт на стороне, обращенной к центральному проводнику, имеется продольное углубление (рис. 37,*б*). При длине поглощающих полумуфт 270 мм в десятисантиметровом диапазоне волн максимальное ослабление оказывается равным 50—

60 дБ. Это значение ослабления получается в том случае, когда поглощающие полумуфты плотно без зазора придвинуты к центральному проводнику. При этом центральный проводник плоскостной линии полностью окружен материалом М-1. Минимальное ослабление (менее 0,5 дБ) получается, когда поглощающие полумуфты отнесены от центрального проводника параллельно его продольной оси на 14—15 мм. Принцип устройства механизма перемещения полумуфт такой же, как и у волнового аттенюатора ножевого типа, изображенного

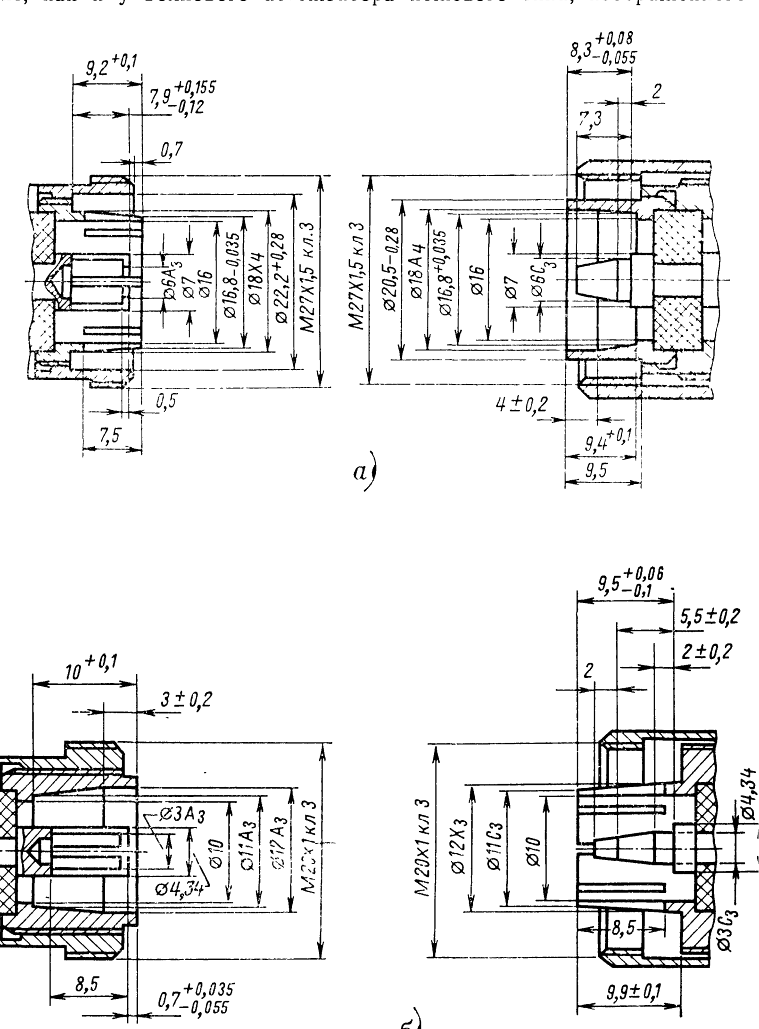


Рис. 38. Конструкции разъемов для 50-омных коаксиальных линий.
а — в канале 7/16; *б* — в канале 4,34/10 мм.

на рис. 23,*б*. Для обеспечения хорошего согласования в широкой полосе частот поглощающие полумуфты имеют скосы, показанные на рис. 37,*б*. Подсоединение аттенюатора к коаксиальному тракту осуществляется с помощью стандартных коаксиальных разъемов для каналов 7/16 или 4,34/10 (рис. 38). Этот аттенюатор может работать в диапазоне 1—5 ГГц: предельная средняя поглощаемая мощность у него сравнительно высокая (120 Вт), а полное значение ослабления увеличивается в сторону коротких волн.

ЭЛЕМЕНТЫ КОАКСИАЛЬНОГО ТРАКТА

Соединение коаксиальных линий между собой обычно производится с помощью специальных разъемов, иначе говоря, штепсельных соединений. Практически всегда разъемы предназначены для соединения линий с одинаковым волновым сопротивлением. Конструкции соединяемых элементов обычно стандартизованы. Однако для каждого стандартного сечения коаксиальной линии существуют своя конструкция и размеры разъемов. И лишь отдельные детали являются унифицированными (обычно для линий с волновым сопротивлением 50 и 75 Ом, у которых одинаковый диаметр наружного проводника D). В качестве примера на рис. 38 приведены конструкции и размеры для 50-омных линий 7/16 и 4,34/10 мм. Это наиболее распространенные так называемые поляризованные разъемы, у которых соединяемые детали неодинаковы; на одной стороне разъема центральный проводник заканчивается штырем, а на другой — гнездом. Размеры их должны быть такими, чтобы при соединении диаметр центрального проводника был постоянным с точностью не хуже 0,1 мм.

Конструктивно гнездо обычно выполнено в виде цанги из пружинящего материала, например из бериллиевой бронзы БрБ2 или из фосфористой бронзы. Это делается для того, чтобы обеспечить надежный гальванический контакт при соединении со штырем. Место контакта должно быть расположено так, чтобы путь высокочастотного тока через область разъема был минимален. Цанги обычно имеют четыре и реже две прорези, параллельные продольной оси линии, т. е. параллельные линиям высокочастотного тока. Благодаря прорезям обеспечивается надежный контакт концов лепестков гнезда со штырем вблизи начального участка диаметра d. При этом обеспечивается и минимальный путь высокочастотным токам.

Как видно из рис. 38, при соединении наружных проводников на одной стороне имеется цанговая конструкция с продольными щелями, а на другой стороне — без разрезов. В этом случае достаточная механическая стабильность соединения обеспечивается с помощью накидной гайки.

Обычно к СВЧ аппаратуре, где имеется несколько разъемов коаксиальных линий, придается специальный разжимной и сжимной конус, с помощью которого необходимо перед каждым соединением коаксиальных разъемов поджимать лепестки цанговых деталей.

С течением времени и после нескольких соединений контакты в коаксиальных разъемах окисляются и загрязняются. Поэтому периодически, но не реже одного — двух раз в год, их необходимо тщательно очищать и протирать, причем окончательную протирку желательно производить чистым этиловым спиртом.

Разъемы, изображенные на рис. 38, применяются в основном в измерительной технике, а также в коаксиальных трактах, рассчи-

ханных на низкий уровень мощности (примерно несколько киловатт в импульсном режиме и около 100 Вт — в непрерывном). Если уровень передаваемой мощности значительно выше этой условной границы, в месте контакта возможно искрение и даже выгорание.

Значительно более высокий уровень мощности могут пропускать дроссельные разъемы, принцип работы которых похож на работу волноводных дроссельных фланцев (см. стр. 34 и рис. 17). Разъемы на предельно большие СВЧ мощности должны иметь болтовые стяжки как на наружных, так и на центральных проводниках соединяемых линий. Цанговые и пружинные соединения здесь не применимы.

Диэлектрические шайбы являются одним из важнейших элементов коаксиальных линий, обеспечивающих крепление центрального проводника строго по оси наружного проводника.

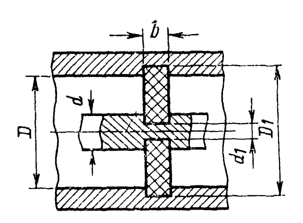


Рис. 39. Диэлектрическая шайба коаксиальной линии с волновым сопротивлением на участке шайбы, равным волновому сопротивлению соседних участков однородной линии.

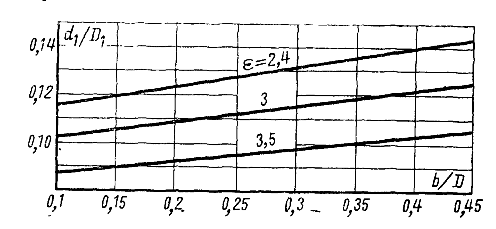


Рис. 40. График для определения размеров диэлектрических шайб с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению соседних участков однородной коаксиальной линии (ε — относительная диэлектрическая проницаемость материала шайбы).

Наиболее часто применяемыми материалами для изготовления диэлектрических шайб являются полистирол, фторопласт, полиэтилен, реже — органическое стекло (плексиглас), поскольку последнее имеет большие потери. Если наружный D_1 и внутренний d_1 диаметры диэлектрической шайбы сделать равными соответствующим диаметрам D и d коаксиальной линии, то волновое сопротивление в области расположения шайбы будет отличаться от волнового сопротивления линии в $\sqrt{\varepsilon}$ раз (см. формулу для Z_0 на стр. 49). Это вызовет существенное отражение электромагнитных волн от шайбы. Наиболее рациональный путь устранения этих отражений — это сделать $D_1 \geqslant D$, а $d_1 \leqslant d$ так, чтобы отношение D_1/d_1 по формуле для Z_0 и выбранном диэлектрике обеспечило одинаковое значение волнового сопротивления как в линии с воздушным диэлектриком, так и на участке линии, где расположена диэлектрическая шайба.

Дополнительный путь уменьшения отражений от диэлектрической шайбы — уменьшение ее толщины. Практически применяют шайбы толщиной 1—5 мм.

Конструкция неотражающей шайбы изображена на рис. 39, а график для определения ее размеров — на рис. 40.

Бывает так, что размер d_1 у неотражающей шайбы получается очень малым с точки зрения механической прочности, если по конструктивным соображениям приходится делать равными наружные

диаметры D и D_1. В этом случае целесообразно уменьшить действующее значение диэлектрической проницаемости шайбы путем удаления возможно большего количества диэлектрика. Несколько вариантов таких конструкций изображено на рис. 41.

Интересно заметить, что в области расположения обычной диэлектрической шайбы (рис. 39) электрическая прочность коаксиальной

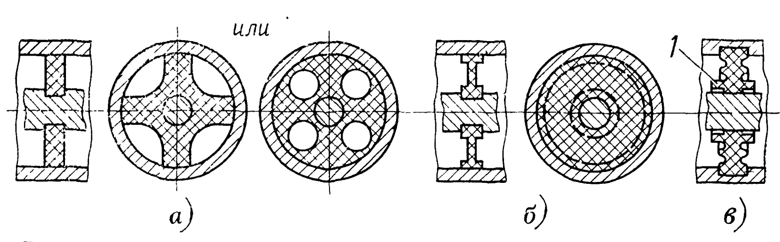


Рис. 41. Конструкции диэлектрических шайб в жесткой коаксиальной линии.

а, б — шайбы с уменьшенным действующим значением диэлектрической проницаемости диэлектрика; *в* — с повышенной электрической прочностью; *1* — ступица.

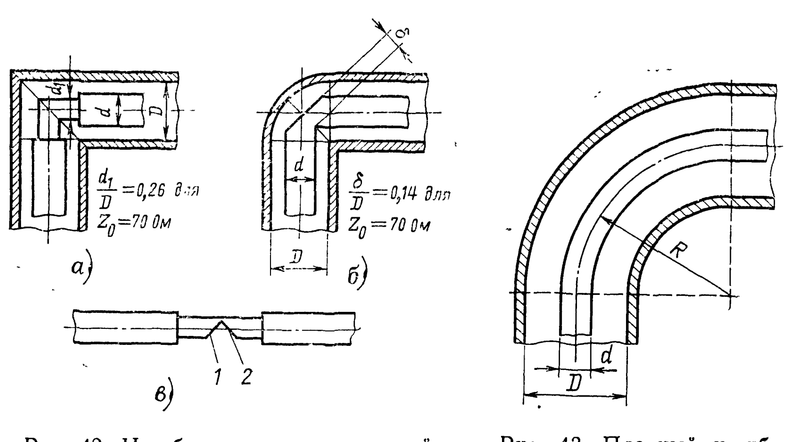


Рис. 42. Изгибы коаксиальных линий.

а — с компенсацией отражений путем уменьшения диаметра центрального проводника; *б* — то же за счет лыски размером δ; *в* — заготовка центрального проводника для изгиба.

Рис. 43. Плавный изгиб коаксиальной линии.

линии более чем в десять раз меньше, чем на однородном участке линии с воздушным заполнением. Повышенной электрической прочностью обладает шайба, изображенная на рис. 41,*в*, причем главную роль в повышении электрической прочности играет ступица *1*.

Изгибы и повороты коаксиального тракта. Изгибы *жестких* коаксиальных линий обычно имеют угол 90° (рис. 42). Технологически проще изготовить изгиб, изображенный на рис. 42,*а*, где в заготовках вырезают материал под углом 90° (рис. 42,*в*), сгибают их до соприкосновения плоскостей *1* и *2* и спаивают по этим плоскостям.

В области изгиба имеется неоднородность, которую на эквивалентной схеме можно представить как небольшую емкость, включенную в линию параллельно. Для ее компенсации в области изгиба уменьшают диаметр центрального проводника до размера d_1 (рис. 42,*а*), или делают лыску на центральном проводнике размером δ (рис. 42,*б*). В зависимости от рабочего диапазона частот и

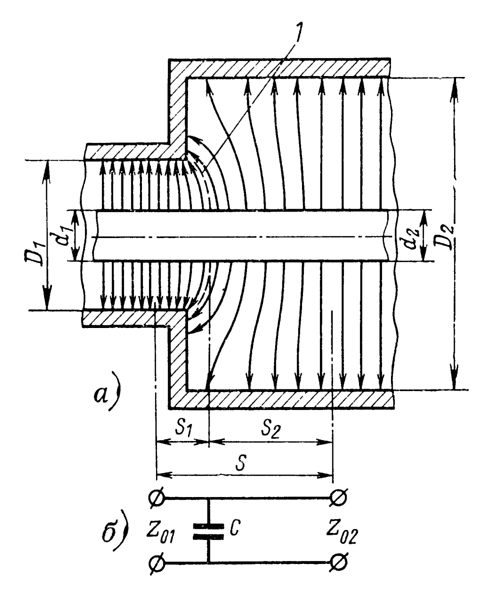


Рис. 44. Скачок размеров коаксиальной линии.

а — структура электрического поля вблизи скачка; *б* — эквивалентная схема; *1* — средняя линия в области скачка; *S* — область существования высших типов волн.

волнового сопротивления линии размеры d_1 и δ необходимо подбирать экспериментально. Для ориентировки, например, в линии с волновым сопротивлением 70 Ом $d_1 = 0{,}26D$, $\delta = 0{,}14D$.

Возможно изготовление и плавных поворотов коаксиальной линии (рис. 43). В этом случае желательно, чтобы радиус поворота R был равен $\lambda_0/2\pi$ или $3\lambda_0/2\pi$, где λ_0 — средняя длина волны рабочего диапазона. При таких значениях R отражения от поворота минимальны.

Скачок размеров поперечного сечения — важный элемент коаксиального тракта. Он образуется, когда необходимо сочленить две линии с разными волновыми сопротивлениями или перейти с линии одного сечения на линию другого поперечного сечения.

В области скачка силовые линии электрического поля искривляются (рис. 44,*а*) так, что каждая силовая линия подходит по нормали к металлической поверхности. С точки зрения теории электромагнитного поля область S, где силовые линии отличаются от сило-

вых линий поля волны ТЕМ на однородном участке линии, является областью существования высших типов волн. Амплитуды этих волн максимальны вблизи скачка и быстро убывают при удалении от него, поскольку высшие типы волн обычно являются нераспространяющимися. Это убывание амплитуд происходит значительно быстрее в сторону линии с меньшим поперечным сечением.

Как видно из рис. 44, электромагнитные поля высших типов становятся пренебрежимо малыми в линии меньшего поперечного сече-

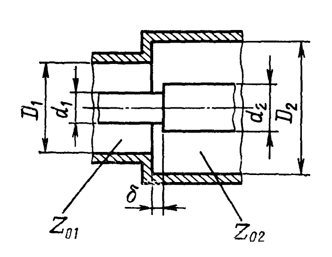


Рис. 45. Наиболее часто встречающийся скачок поперечных сечений коаксиальных линий.

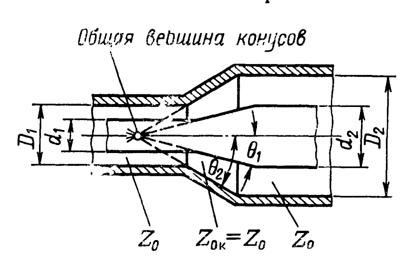


Рис. 46. Конусообразный переход с коаксиальной линии одного поперечного сечения на другое с постоянным волновым сопротивлением.

ния на расстоянии от скачка S_1, большем зазора между проводниками линии, т. е. больше $(D_1—d_1)/2$, а в линии большего поперечного сечения — когда S_2 больше чем два зазора, т. е. $S_2>(D_2—d_2)$. Эти неравенства важны с точки зрения возможности расположения других неоднородностей, которые желательно располагать от скачка на расстояниях, больших, чем S_1 и S_2.

С точки зрения теории цепей неоднородность вблизи скачка можно представить на эквивалентной схеме в виде емкости C, включенной на средней линии скачка (рис. 44,*б*). Значение этой емкости можно определить по справочникам, упомянутым в списке литературы. Важно отметить, что в большинстве практических случаев, когда выполняется неравенство $\lambda_0>4D_2$, емкость C не зависит от частоты.

На рис. 45 показан наиболее часто встречающийся скачок поперечных сечений коаксиальных линий. Для компенсации емкости C, т. е. для устранения отраженной волны в случае равенства волновых сопротивлений $(Z_{01}=Z_{02})$, необходимо включить последовательно в линию определенную индуктивность, т. е. правильно определить расстояние δ. В большинстве практически встречающихся случаев с достаточной точностью можно принять $\delta=0{,}1D_2$.

Конусообразный переход показан на рис. 46. Он позволяет значительно снизить отражения от перехода по сравнению со скачкообразным переходом и существенно повысить его электрическую прочность, так как в нем нет острых углов. Конусообразный участок перехода имеет постоянное по длине волновое сопротивление, если конусы наружного и центрального проводников имеют общую вершину. Для уменьшения отражений от места перехода к конусной линии вершину внутреннего конуса необходимо переместить вглубь линии с меньшим поперечным сечением на расстояние, определяемое экспериментально.

Волновое сопротивление конусной линии $Z_{0к}$ можно определить по графику, приведенному на рис. 47.

Если длину конусной части взять равной четверти длины средней волны рабочего диапазона, то можно ее использовать как четвертьволновой трансформатор для согласования линий с разными волновыми сопротивлениями Z_{01} и Z_{02}. В этом случае $Z_{0к}$ должно быть равно $\sqrt{Z_{01}Z_{02}}$.

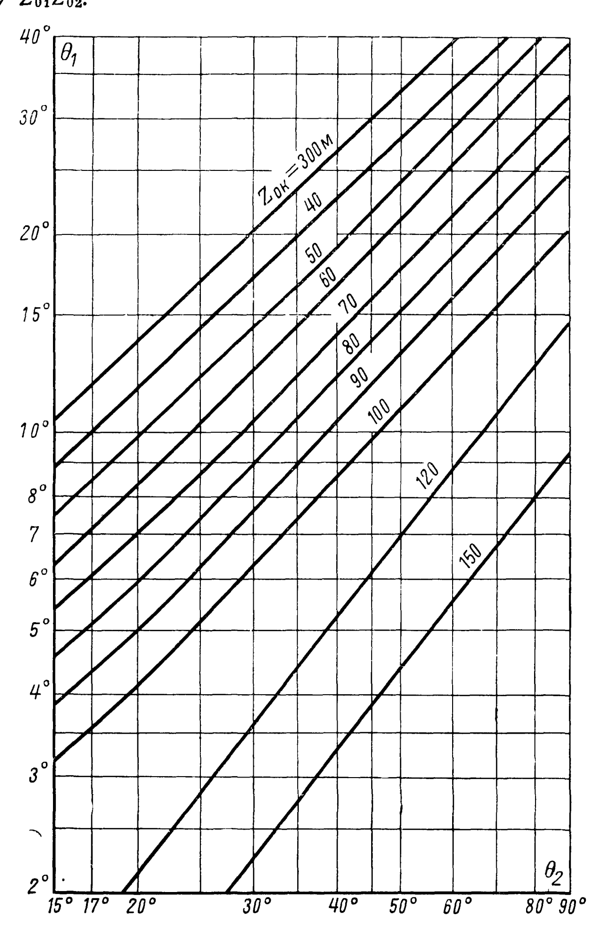


Рис. 47. График для определения волнового сопротивления коаксиальной конусной линии.

Разветвления, двух- трехшлейфовые трансформаторы. Пример неотражающего разветвления приведен на рис. 48. Компенсация отражений в основном тракте, расположенном слева и справа от разветвления, достигается применением небольшого утолщения

в области соединения центральных проводников. Размеры приведены для 70-омных линий.

В боковом плече разветвления может быть установлен короткозамыкающий поршень. Тогда все устройство будет реактивным параллельным шлейфом. Если два таких шлейфа включить в основном тракте на расстоянии $\lambda_0/8$, а три шлейфа — на расстоянии $\lambda_0/4$ друг от друга, то получится двух- или трехшлейфовый трансформатор.

С помощью трехшлейфового трансформатора можно согласовать любую нагрузку в основном тракте, подбирая соответствующим образом длину каждого шлейфа. В случае двухшлейфового трансформатора большие отражения в основной линии можно устранить, если

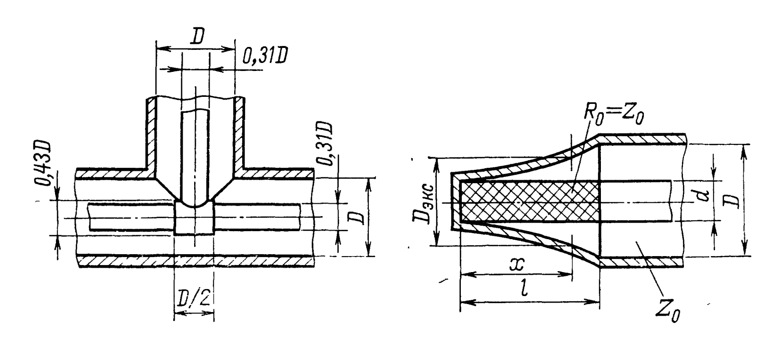


Рис. 48. Неотражающее разветвление коаксиальной линии.

Рис. 49. Экспоненциальная согласованная оконечная нагрузка коаксиальной линии.

есть возможность перемещать место его включения в основной тракт на расстояние $\lambda_0/8$—$\lambda_0/4$. Естественно, чем больше КСВН в основном тракте до согласования, тем уже получается полоса согласования и тем критичнее настройка реактивных шлейфов.

Аттенюаторы и согласованные нагрузки. Принцип работы переменного поглощающего аттенюатора с применением плоскостной линии рассмотрен на стр. 58.

В отличие от полых волноводов широкое применение в коаксиальных трактах находят фиксированные аттенюаторы и оконечные согласованные нагрузки, выполненные на резисторах. Конечно, здесь следует использовать малогабаритные безындукционные резисторы типа МЛТ или УНЧ с точным значением сопротивления. Значения этих сопротивлений должны быть близки к значениям волновых сопротивлений коаксиальных линий, т. е. 25—150 Ом.

Оконечные нагрузки могут быть выполнены путем включения омического сопротивления в центральный проводник коаксиальной линии. Наиболее широкополосны так называемые экспоненциальные нагрузки (рис. 49), у которых наружный проводник коаксиальной линии имеет в продольном сечении вид экспоненты, т. е.

$$D_{экс} = d \exp\left(\frac{Z_0\,[\text{Ом}]}{60}\frac{x}{l}\right) = d e^{\frac{Z_0\,[\text{Ом}]}{60}\frac{x}{l}}.$$

В каждом поперечном сечении экспоненциальной линии на расстоянии x от короткозамкнутого конца (рис. 49) коаксиальная линия нагружена на активное сопротивление, равное сумме последовательно соединенных сопротивления R, равного части R_0 на длине $l-x$:$[R=R_0(l-x)/l]$, и сопротивления экспоненциальной линии в сечении x, равного $R_{экс}$, причем $R+R_{экс}=Z_0$.

При конструировании этих нагрузок необходимо обеспечить постоянство диаметра d в области резистора и равномерность сопротивления слоя на длине l. Кроме того, длина экспоненциальной линии должна быть не слишком малой, т. е. должна быть больше D в 2—3 раза.

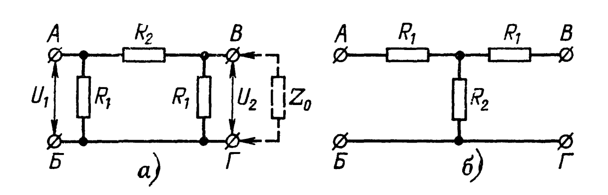


Рис. 50. Эквивалентные схемы фиксированного ослабителя.

а — П-образная; *б* — Т-образная.

Фиксированные ослабители, а также ячейки переменных аттенюаторов со ступенчатым изменением ослабления на омических сопротивлениях могут быть рассчитаны на данное значение ослабления как цепочки с сосредоточенными сопротивлениями. Для этого рассмотрим эквивалентные схемы рис. 50.

Пусть нам задано значение ослабления N дБ на участке от сечения *АБ* до сечения *ВГ*. Надо определить сопротивления R_1 и R_2, например, П-образной схемы так, чтобы суммарное сопротивление, подключенное к точкам *АБ*, равнялось волновому сопротивлению коаксиальной линии Z_0, а напряжение на правом сопротивлении R_1 было настолько меньше, чем на левом сопротивлении R_1, как если бы мощность СВЧ сигнала при переходе от сечения *АБ* к сечению *ВГ* уменьшилась на N дБ. Это первое условие для расчета параметров эквивалентной схемы.

Расчет сопротивлений R_1 и R_2 обычно проводят, считая, что к клеммам *ВГ* подключена согласованная коаксиальная линия, т. е. подключено активное сопротивление, равное волновому сопротивлению Z_0. В данном случае расчет можно вести так же, как и в схеме на постоянном токе.

По заданному значению N в децибелах необходимо определить ослабление мощности «в разах» $N_р$ (см. стр. 6, 51). Тогда $(U_1/U_2)^2=N_р$.

Другим условием расчета сопротивлений является то, что в схеме на рис. 50 к клеммам *АБ* вместо ослабителя должно быть подключено сопротивление Z_0.

Из рассмотренных двух условий можно получить следующие расчетные формулы для сопротивлений R_1 и R_2 П-образной схемы (рис. 50,*а*):

$$R_1 = Z_0 \frac{\sqrt{N_p}+1}{\sqrt{N_p}-1};$$

$$R_2 = \frac{2R_1}{\left(\frac{R_1}{Z_0}\right)^2 - 1}.$$

Аналогичным путем можно вывести расчетные формулы и для Т-образной схемы, изображенной на рис. 50,*б*.

Детекторные головки. Принцип устройства детекторных головок в любой линии передачи одинаков. Необходимо обеспечить *замкнутый путь* как высокочастотным токам, так и выпрямленному току — постоянному или току низкой частоты. Замкнутый путь высокочастотным токам обычно обеспечивается через конденсатор емкостью несколько единиц пикофарад. По выпрямленному току необходимо иметь замкнутую гальваническую цепь.

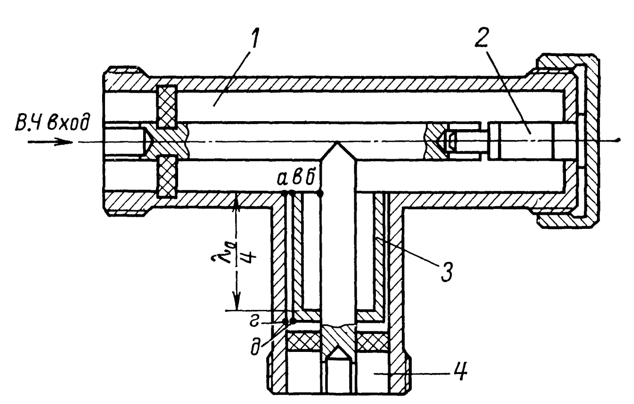


Рис. 51. Принципиальная конструктивная схема ненастраиваемой коаксиальной детекторной головки.

1 — основная коаксиальная линия; *2* — кристаллический детектор; *3* — высокочастотный дроссель; *4* — низкочастотный коаксиальный разъем (для подключения осциллографа или микроамперметра).

Дополнительным требованием к детекторным головкам является предотвращение попадания высокочастотных токов во внешнюю цепь постоянного тока, а точнее — в измерительный прибор или во входные цепи осциллографа. С другой стороны, необходимо обеспечить при данном уровне мощности СВЧ колебаний прохождение максимального высокочастотного тока через детектор. Это требует расположения детектора в области максимума высокочастотного тока.

Наконец, чтобы работа детекторной головки не зависела от частоты, т. е. чтобы детекторная головка работала независимо от уровня согласования в тракте, КСВН детекторной головки в высокочас-

тотном тракте должен быть возможно лучшим. Последнее является довольно сложной конструктивной задачей, примеры успешного решения которой появились лишь в последние годы.

На рис. 51 представлен схематический чертеж неперестраиваемой коаксиальной детекторной головки. В ней выполнены указанные выше требования.

Недостатками этой детекторной головки являются ее сравнительная узкополосность, так как длина высокочастотного дросселя равна $\lambda_0/4$, где λ_0 — средняя волна рабочего диапазона, а также плохое согласование с высокочастотным трактом (КСВН$=2\div3$), так как сопротивление детекторов в направлении пропускания тока равно несколько сотен Ом, т. е. далеко от волнового сопротивления коаксиальной линии. Читателю полезно проследить на рис. 51 за путями высокочастотного и выпрямленного токов, считая, что слева от рисунка имеется СВЧ генератор, у которого между наружным и центральным проводниками коаксиальной линии подключено внутреннее сопротивление, равное волновому сопротивлению коаксиальной линии, а к низкочастотному коаксиальному разъему подключен микроамперметр, через который также обеспечено прохождение выпрямленного тока от наружного проводника к внутреннему.

Рассмотрим работу высокочастотного дросселя (рис. 51). Входное сопротивление коаксиальной линии в точках *аб* равно сумме входных сопротивлений между точками *ав* и *вб*. Входное сопротивление между точками *вб* стремится к бесконечности (т. е. в десятки и сотни раз больше волнового сопротивления линии), так как длина дросселя равна четверти длины волны в свободном пространстве на средней частоте рабочего диапазона. К этому большому сопротивлению подключено последовательно небольшое сопротивление (между точками *ав*), равное волновому сопротивлению коаксиальной линии, внутренний проводник которой является частью дросселя между точками *в* и *д*, а наружный — между точками *а* и *г*. Следовательно, в области ответвления коаксиальной линии к измерительному прибору, где отмечены точки *а*, *в* и *б*, имеется узел стоячей волны высокочастотного тока Поэтому в коаксиальную линию, расположенную между точками *а* и *г*, не ответвляется высокочастотная энергия. Этому способствует еще и то, что входное сопротивление между точками *а* и *в* меньше волнового сопротивления этой линии за счет трансформации сопротивления из точек *гд* в точки *ав* через четвертьволновый трансформатор с очень низким волновым сопротивлением (см. формулу для $Z_{0к}$ на стр. 65).

Представленная на рис. 51 ненастраиваемая детекторная головка удовлетворительно работает при изменении частоты на 10—20%. Существуют также настраиваемые детекторные головки, у которых путем подстройки удается получить хороший КСВН в высокочастотном тракте, но только в узком диапазоне частот.

КОАКСИАЛЬНЫЕ КАБЕЛИ

Коаксиальные кабели, предназначенные для работы в СВЧ диапазоне, называются еше радиочастотными кабелями. Это гибкие коаксиальные линии. Они применяются не только в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах волн, но и на длинных, средних и коротких волнах радиовещательного диапазона, а также во многих низкочастотных устройствах систем автоматики и телемеханики.

По ГОСТ 11.326.0-71 радиочастотные кабели разделяются на три типа: РК — радиочастотные коаксиальные кабели; РС — радиочастотные кабели со спиральными проводниками, центральный проводник у них имеет вид проволочной металлической спирали; РД — радиочастотные симметричные кабели, двухжильные или из двух коаксиальных пар [Л. 5].

Последние два типа применяются сравнительно редко, и мы их рассматривать не будем.

Для кабелей РК установлены следующие номинальные значения волновых сопротивлений Z_0: 50, 75, 100, 150 и 200 Ом. Наиболее широко применяются кабели с Z_0, равным 50 и 75 Ом.

На рис. 52 показано устройство радиочастотного коаксиального кабеля. Он состоит из четырех основных элементов: центрального проводника *1*, изоляции *2*, оплетки *3* и защитной диэлектрической оболочки *4*. Рассмотрим эти элементы в отдельности.

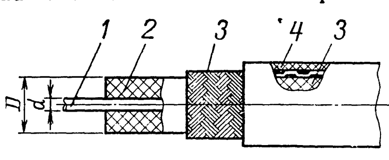


Рис. 52. Схема устройства радиочастотного кабеля со сплошной изоляцией.

1 — центральный проводник; *2* — изоляция; *3* — оплетка (наружный проводник); *4* — защитная диэлектрическая оболочка.

Центральный проводник в подавляющем большинстве случаев — медный и сплошной. И лишь при большом диаметре (более 5—6 мм) — биметаллический: стальной, покрытый слоем меди толщиной около 0,05 мм. Для повышения гибкости в отдельных типах кабелей применяют центральный проводник, скрученный из нескольких (обычно из семи) проволочек.

Диаметр центрального проводника нормируется и выполняется с жестким допуском ±0,01 мм.

Изоляция. Важным параметром радиочастотных кабелей является нагревостойкость. По этому параметру различают кабели обычной нагревостойкости (рабочая температура их $T_{раб}<125$ °С), повышенной ($T_{раб}=125\div250$ °С) и высокой нагревостойкости ($T_{раб}>250$ °С).

Основным типам изоляции по их нагревостойкости, применяемому материалу и конструкции присвоены следующие цифровые обозначения:

1 — сплошная изоляция обычной нагревостойкости, основной материал — полиэтилен; *2* — сплошная изоляция повышенной нагревостойкости, основной материал — политетрафторэтилен (фторопласт); *3* — полувоздушная изоляция обычной нагревостойкости, в конструкции которой имеются особой формы полиэтиленовые изоляторы, занимающие меньшую часть объема (около 13%) между центральным проводником и наружной оплеткой коаксиального кабеля.

Изоляцию подразделяют на три основных вида: сплошную, полувоздушную и воздушную.

Наиболее часто сплошную изоляцию выполняют из полиэтилена, который имеет малую зависимость электроизоляционных свойств от частоты (см. табл. 7) вплоть до СВЧ диапазона, достаточную механическую прочность и невысокую стоимость. Кроме того, для полиэтилена характерна простота технологического процесса наложения изоляции на центральный проводник.

Для СВЧ кабелей применяют так называемый стабилизированный полиэтилен. Рабочие температуры таких кабелей от —60 до +85 °С.

Нагревостойкость полиэтилена можно еще существенно повысить, если перевести его в термореактивное состояние путем радиоактивного облучения. Тогда его рабочая температура может достигать 150—160 °C и кратковременно — до 200 °C, т. е. это уже кабели с повышенной нагревостойкостью.

Однако главным материалом для кабелей повышенной нагревостойкости ($T_{раб}$ до 250 °C, а кратковременно — до 400 °C) является фторопласт. Эта изоляция может быть или сплошной, полученной выпрессовкой, или может быть навита на центральный проводник в виде нескольких слоев лент, причем между слоями может быть промазка изоляционной жидкостью.

Интересно отметить, что при температурах 290—327 °C электроизоляционные свойства фторопласта резко ухудшаются, но при охлаждении восстанавливаются.

Кабели высокой нагревостойкости имеют в качестве изоляции диэлектрик из прессованной окиси магния. Рабочая температура 300—600 °C, причем чем она выше, тем тщательнее необходимо следить за целостностью защитного покрытия центрального проводника, при повреждении которого происходит его быстрое окисление.

Диаметр D (рис. 52) по изоляции для первой и второй групп нагревостойкости нормируется, причем наиболее широко применяются кабели со следующими значениями D : 3,7±0,15; 4,6±0,2; 7,25±0,25; 9±0,3 и 11,5±0,3 мм.

Полувоздушная (воздушно-пластмассовая) изоляция конструктивно выполняется в виде тонкостенной изоляционной трубки, на которую наложена оплетка, т. е. наружный проводник кабеля. Центральный проводник центрируется в изоляционной трубке с помощью спирали из полиэтилена или фторопласта, намотанной на центральный проводник, причем наружный диаметр диэлектрической спирали точно равен внутреннему диаметру диэлектрической трубки. Чем больше в объеме изоляции воздуха по сравнению с объемом диэлектрика, тем меньше действующее значение диэлектрической проницаемости этой изоляции $\varepsilon_д$. Практически $\varepsilon_д = 1{,}1 \div 1{,}5$.

Под воздушной изоляцией подразумевают конструкцию, в которой диэлектрические шайбы насажены через определенные интервалы на центральный проводник кабеля, или применена спираль из изоляционного материала, как и в полувоздушной изоляции, на которую прямо без сплошной диэлектрической трубки наложена оплетка.

Шайба может иметь различную форму, изображенную на рис. 41,*а, б*. Но наиболее часто используются шайбы в виде колпачков, входящих один в другой на небольшую часть своей полной длины. Объем диэлектрического материала в такой конструкции составляет всего лишь 13% объема изоляции.

Существенным недостатком кабелей с воздушной и полувоздушной изоляциями является трудность монтажа и эксплуатации разъемов. Вблизи разъема возможно смещение витков изоляционной спирали или изоляторов, что на СВЧ вносит большие неоднородности.

Оплетка большинства радиочастотных кабелей изготовляется из медных, реже медных луженых или медных посеребренных проволочек, диаметр которых d_0 зависит от диаметра кабеля по изоляции D. Так, при $D = 2{,}95 \div 4{,}6$ мм $d_0 = 0{,}12 \div 0{,}15$ мм, а при $D = 7{,}25—11{,}5$ мм $d_0 = 0{,}16—0{,}2$ мм. Оплетка должна располагаться плотно по изоляции.

Обычно оплетка однослойная. Важным параметром оплетки является угол оплетки α, образованный направлением проволочек и плоскостью, перпендикулярной продольной оси кабеля. Оптимальным с точки зрения термо- и механической устойчивости оплетки является угол α, равный 45°.

Защитная оболочка кабеля предохраняет внешний проводник его от механических повреждений, воздействия влаги, химических веществ и старения. Для кабелей со сплошной полиэтиленовой изоляцией в качестве оболочки применяется черного цвета светостабилизированный полиэтилен, содержащий до 2% сажи. Эта оболочка не содержит пластификатора и сохраняет эластичность при температурах от —60 до +85 °С.

Другим материалом для оболочек служит поливинилхлоридный пластикат марки Р-301.

Оболочка для нагревостойких кабелей с фторопластовой изоляцией обычно состоит или из слоя сополимера полифторэтилена марки Ф-4Д или Ф-40Ш, или из фторопластовых лент, наложенных с перекрытием. В последнем случае сверху этой оболочки имеется оплетка стекловолокном, покрытая термоустойчивым кремнийорганическим лаком.

Толщина оболочки при диаметре $D=3\div12$ мм может быть от 0,3 до 0,5 мм, и только в случае применения лент — 0,1—0,2 мм.

Марки радиочастотных кабелей состоят из буквенных и цифровых обозначений, каждое из которых имеет строго определенный смысл. На первом месте расположено буквенное обозначение радиочастотного кабеля РК, далее через дефис ставится число, указывающее номинальное значение волнового сопротивления, затем после тире — номинальный диаметр по изоляции D (рис. 52) в виде одной цифры, полученной путем округления диаметра изоляции до ближайшего целого числа. Далее через дефис ставятся две или три цифры без разделения. Первая из них означает характер нагревостойкости и материал изоляции, а вторая или две последние, если количество цифр — три — порядковый номер разработки кабеля. Например, марка кабеля РК-50-9-12 означает, что это 50-омный радиочастотный коаксиальный кабель с диаметром изоляции D, т. е. с внутренним диаметром наружного проводника 9 мм; материал изоляции — полиэтилен (цифра 1) и номер разработки кабеля — цифра 2.

В табл. 4 и 5 приведены параметры ряда среднегабаритных радиочастотных кабелей широкого применения с полиэтиленовой (табл. 4) и фторопластовой (табл. 5) изоляцией, имеющих диаметр по изоляции от 3 до 11 мм.

Соединители радиочастотных кабелей. Подсоединение радиочастотных кабелей к аппаратуре производится с помощью соединителей, которые монтируются на концах кабелей. Пример соединителей приведен на рис. 53 для 50-омного кабеля сечением 4,34/10 мм, основные размеры которых показаны на рис. 38,*б*.

На рис. 53 видно, что кабельные соединители с одной стороны имеют элементы, предназначенные для монтажа кабеля, а с другой стороны — разъемы жестких коаксиальных линий, требования к конструкциям которых рассмотрены на стр. 60.

При монтаже соединителя необходимо строго соблюдать размеры при разделке кабеля, не допуская разрезов центрального проводника, а также изоляции при обрезке оплетки и защитной оболочки. Особое внимание необходимо обращать на пайку, при которой

Таблица 4

Марка кабеля	Центральный проводник		Диаметр по изоляции, мм	Размер оболочки, мм		Волновое сопротивление, Ом	Коэффициент затухания, дБ/м, на частоте, ГГц				Допустимая средняя мощность, кВт, на частоте, ГГц		
	Конструкция	Диаметр, мм		Диаметр	Допустимые отклонения (±)		0,1	1	3	10	0,1	1	3
РК-50-3-11	1×0,90	0,90	3,0	5,3	0,3	50±3	0,15	0,65	1,1	3,0	0,25	0,07	0,04
РК-50-3-13	1×0,90	0,90	3,0	5,0	0,3	50±3	0,15	0,65	1,3	2,9	0,27	0,07	0,04
РК-50-4-11	1×1,37	1,37	4,6	9,6	0,6	50±2	0,11	0,5	0,95	2,0	0,40	0,10	0,05
РК-50-4-13	1×1,37	1,37	4,6	9,6	0,6	50±2	0,10	0,5	0,9	2,0	0,40	0,10	0,05
РК-50-7-11	7×0,76	2,28	7,3	10,3	0,6	50±2	0,09	0,4	0,8	1,5	0,60	0,14	0,07
РК-50-7-12	7×0,76	2,28	7,3	11,2	0,7	50±2	0,08	0,4	0,75	1,6	0,80	0,20	0,10
РК-50-7-13	7×0,76	2,28	7,3	10,3	0,6	50±2	0,07	0,3	0,56	1,2	0,66	0,20	0,05
РК-50-7-15	7×0,76	2,28	7,3	10,3	0,6	50±0,2	0,08	0,4	0,75	1,7	0,6	0,15	0,08
РК-50-7-16	7×0,76	2,28	7,9	11,2	0,7	50±0,2	0,09	0,4	0,8	1,7	0,8	0,2	0,1
РК-50-9-11	7×0,90	2,70	9,0	12,2	0,8	50±2	0,07	0,32	0,7	1,5	1,0	0,22	0,11
РК-50-9-12	7×0,90	2,70	9,0	12,2	0,8	50±2	0,07	0,35	0,75	1,8	0,90	0,22	0,11
РК-50-11-11	7×1,13	3,39	11,0	14,0	0,8	50±2	0,06	0,29	0,55	—	1,3	0,32	0,19
РК-50-11-13	7×1,13	3,39	11,0	14,0	0,8	50±2	0,06	0,29	0,55	—	1,4	0,32	0,19
РК-75-4-11	1×0,72	0,72	4,6	7,3	0,4	75±3	0,10	0,4	1,0	2,0	0,38	0,09	0,04
РК-75-4-12	7×0,26	0,78	4,6	7,3	0,4	75±3	0,11	0,52	1,02	2,3	0,33	0,08	0,04
РК-75-4-13	7×0,26	0,78	4,6	7,6	+0,4 −0,6	75±3	0,13	0,55	1,0	2,5	0,3	0,08	0,04

Продолжение табл. 4

Марка кабеля	Центральный проводник		Диаметр по изоляции, мм	Размер оболочки, мм		Волновое сопротивление, Ом	Коэффициент затухания, дБ/м, на частоте, ГГц				Допустимая средняя мощность, кВт, на частоте, ГГц		
	Конструкция	Диаметр, мм		Диаметр	Допустимые отклонения (±)		0,1	1	3	10	0,1	1	3
РК-75-4-14	7×0,26	0,78	4,6	7,3	0,4	75±3	0,13	0,6	1,1	2,4	0,31	0,09	0,04
РК-75-4-15	1×0,72	0,72	4,6	7,3	0,4	75±3	0,10	0,5	1,0	2,2	0,36	0,09	0,04
РК-75-4-16	7×0,26	0,78	4,6	7,3	0,4	75±3	0,10	0,5	1,0	2,2	0,32	0,08	0,04
РК-75-4-18	1×0,72	0,72	4,6	7,3	0,4	75±3	0,09	0,5	1,2	2,3	3,0	0,75	0,4
РК-75-4-11	7×0,26	0,78	4,6	7,3	0,4	75±3	0,10	0,6	1,5	—	3,2	0,62	0,3
РК-75-7-11	1×1,13	1,13	7,3	9,5	0,6	75±3	0,05	0,21	0,4	0,85	0,9	0,22	0,12
РК-75-7-12	7×0,40	1,20	7,3	10,3	0,6	75±3	0,09	0,4	0,8	1,8	0,6	0,14	0,07
РК-75-7-15	1×1,13	1,13	7,3	9,5	0,6	75±3	0,08	0,36	0,75	1,7	0,7	0,18	0,09
РК-75-7-16	7×0,40	1,20	7,3	10,3	0,6	75±3	0,09	0,4	0,8	1,8	0,6	0,14	0,07
РК-75-7-18	1×1,09	1,09	7,3	9,3	0,6	75±3	—	—	—	—	—	—	—
РК-75-9-12	1×1,35	1,35	9,0	12,2	0,8	75±3	0,06	0,26	0,6	1,2	0,9	0,26	0,13
РК-75-9-13	1×1,35	1,35	9,0	12,2	0,8	75±3	0,06	0,27	0,54	1,1	0,9	0,26	0,13
РК-75-9-14	1×1,35	1,35	9,0	13,2	+0,8 −1,0	75±3	0,05	0,24	0,46	1,0	1,0	0,3	0,16
РК-75-9-16	1×1,35	1,35	9,0	12,3	0,8	75±3	0,05	0,24	0,46	1,0	1,0	0,3	0,16

Таблица 5

Марка кабеля	Центральный проводник		Диаметр по изоляции, мм	Размеры оболочки, мм		Волновое сопротивление, Ом	Коэффициент затухания, дБ/м на частоте, ГГц				Допустимая средняя мощность, кВт, на частоте, ГГц		
	Конструкция	Диаметр, мм		Диаметр	Допустимые отклонения (±)		0,1	1	3	10	0,1	1	3
РК-50-4-21	1×1,54	1,54	4,6	6,6	0,6	50±2	0,09	0,34	0,65	1,4	1,5	0,32	0,19
РК-50-7-22	7×0,83	2,49	7,3	9,0	0,5	50±2	0,06	0,3	0,58	1,3	3,1	0,9	0,5
РК-50-7-28	7×0,83	2,49	7,3	12,3	0,5	50±2	0,06	0,26	0,46	1,0	4,0	0,8	0,46
РК-50-9-22	7×1,01	3,03	9,0	12,0	1,0	50±2	0,04	0,2	0,38	—	7,0	2,0	1,0
РК-50-9-23	7×1,01	3,03	9,0	14,2	0,7	50±2	0,05	0,2	0,30	1,0	4,0	0,9	0,5
РК-50-11-21	7×1,19	3,57	11,0	13,0	0,8	50±2	0,056	0,22	0,4	—	5,0	1,4	0,8
РК-75-4-21	1×0,85	0,85	4,6	6,0	0,4	75±3	0,10	0,4	0,8	2,0	1,3	0,35	0,2
РК-75-4-22	7×0,30	0,90	4,6	6,0	0,4	75±3	0,10	0,41	0,8	2,0	1,3	0,33	0,22
РК-75-7-21	1×1,30	1,30	7,3	8,9	0,6	75±3	0,07	0,3	0,53	1,1	3,0	0,9	0,5
РК-75-7-22	7×0,46	1,38	7,3	8,9	0,5	75±3	0,07	0,3	0,6	1,2	3,0	0,9	0,5
РК-75-7-23	7×0,56	1,68	9,0	11,4	0,6	75±3	0,05	0,21	0,4	0,85	4,0	1,1	0,6

Примечание. Центральный проводник и проводник оболочки—медные посеребренные.

совершенно недопустимы перегревы изоляции кабеля и опорной изоляционной шайбы соединителя, приводящие к потере их первоначальной формы. При затяжке втулок нельзя их перетягивать, т. е. нельзя деформировать изоляцию кабеля. При монтаже кабеля в соединителе не должно быть также никакого люфта, особенно по оплетке и центральному проводнику.

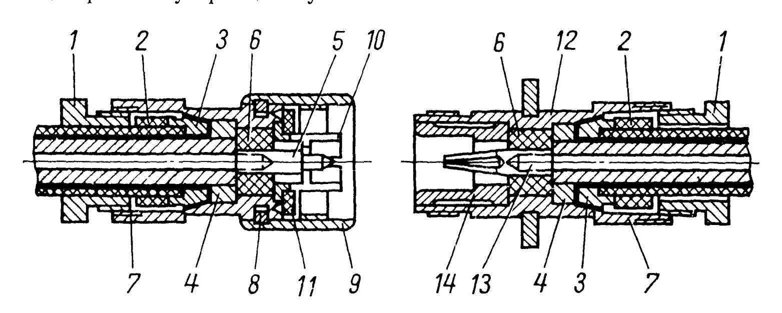


Рис. 53. Соединители радиочастотного коаксиального кабеля.

1 — металлическая втулка; *2* — резиновое кольцо; *3* — металлическое кольцо с конусной поверхностью; *4* — прижимное металлическое кольцо; *5* — штыревой контакт центрального проводника; *6* — диск из фторопласта; *7* — корпус соединителя; *8* — пружинящее кольцо; *9* — накидная гайка для соединения двух соединителей; *10* — разрезная втулка (цанга) наружного проводника; *11* — нажимное и уплотнительное кольца; *12* — корпус ответного соединителя, *13* — гнездовой контакт центрального проводника; *14* — конусная втулка.

Для каждого типа кабеля, приведенного в табл. 4 и 5, имеется сравнительно небольшое число соединителей, которые обеспечивают хорошее согласование в широком диапазоне частот. Марки ряда таких соединителей приведены в табл. 6.

Таблица 6

Марка кабеля	Условные обозначения соединителей	Марка кабеля	Условные обозначения соединителей
РК-50-4-11	СР-50-130П	РК-50-7-15	СР-50-164П
РК-50-4-13	СР-50-131П		СР-50-504Ф
	СР-50-502Ф		СР-50-513Ф
	СР-50-511Ф		СР-50-523Ф
	СР-50-521Ф	РК-75-4-11	СР-75-54П
		РК-75-4-12	СР-75-55П
РК-50-4-21	СР-50-503Ф	РК-75-4-15	СР-75-58П
	СР-50-512Ф	РК-75-4-16	СР-75-154П
	СР-50-522Ф	РК-75-4-21	СР-75-155П
РК-50-7-11	СР-50-61П	РК-75-4-22	СР-75-158П
			СР-75-501Ф
РК-50-7-15	СР-50-63П		СР-75-505Ф
	СР-50-64П		СР-75-514Ф
	СР-50-161П	РК-75-7-21	СР-75-502Ф
РК-50-7-11	СР-50-163П		СР-75-506Ф
			СР-75-515Ф

Условные обозначения соединителей расшифровываются так: СР — соединители радиочастотные, число после дефиса указывает величину волнового сопротивления; далее число, стоящее после второго дефиса, обозначает порядковый номер разработки. Буквы после всех цифр обозначают вид изоляционного материала, из которого выполнена опорная шайба центрального проводника: П — полиэтилен; С — полистирол; Ф — фторопласт.

По номеру разработки можно определить и конструкцию соединения наружных проводников коаксиальной линии. Если номер разработки больше единицы, но меньше 100, то соединение байонетное (подобное соединению автомобильных лампочек с патроном). Резьбовое соединение применяется в разработках с номерами от 101 до 500. Врубное соединение (типа штепсельного разъема) имеет номера от 501 до 700.

ПОЛОСКОВЫЕ (ЛЕНТОЧНЫЕ) ЛИНИИ

Полосковые линии в последние годы получили широкое распространение в технике СВЧ, особенно в малогабаритной аппаратуре. Они во многих случаях могут заменить волноводные и коаксиальные линии на всех волнах длиннее нескольких сантиметров. Для изготовления деталей и узлов на полосковых линиях возможно применение техники печатных схем, так как эти элементы по существу являются плоскими системами. Параметры ленточных линий в основном зависят от формы и размеров плоских проводников.

Какими преимуществами и недостатками по сравнению с обычными волноводами и коаксиальными линиями обладают полосковые линии?

К преимуществам ленточных линий относятся малые масса и габариты, значительно меньший расход цветных металлов, а также труда и времени на их изготовление. Важным преимуществом является также постоянство стоимости радиосхемы на сантиметровых волнах в производстве независимо от числа и характера элементов, так как схема целиком может быть изготовлена за один прием печатным методом. Еще больше можно удешевить производство, если печатать полосковые узлы и детали на одной плате с низкочастотными элементами, например высокочастотную смесительную головку приемника сантиметрового диапазона вместе со схемой усилителя промежуточной частоты.

Недостатками ленточных линий по сравнению с волноводными и коаксиальными являются несколько большие потери, которые включают потери на излучение (полосковая линия не полностью экранирована), а также диэлектрические потери, так как обычно полосковые проводники целиком «погружены» в диэлектрик. Кроме того, пробивная прочность ленточных волноводов существенно ниже, что затрудняет их применение в мощных передающих импульсных системах дециметрового и сантиметрового диапазонов. Однако для приемных СВЧ устройств эти недостатки несущественны. Наконец, не все узлы и детали обычного волноводного тракта могут быть выполнены средствами техники полосковых линий.

Хотя изготовление полосковых узлов и деталей отличается большой простотой и экономичностью, расчет их электрических параметров (волнового сопротивления, величины потерь, параметров неоднородностей и т. п.) встречает большие математические трудности. По-

этому в данной книге основное внимание обращено на физику явлений, а необходимые на практике расчетные данные приводятся в виде графиков, таблиц и лишь в отдельных случаях — в виде простых формул.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Типы полосковых линий. Различают два основных типа полосковых линий: симметричные и несимметричные. Первые являются как бы плоским видоизменением коаксиальной линии, а вторые — открытой двухпроводной (рис. 54).

Несимметричная линия состоит из ленточного проводника, расположенного над заземлечной пластиной. Эта линия — простейшая по конструкции. В симметричной линии полоска металла (в даль-

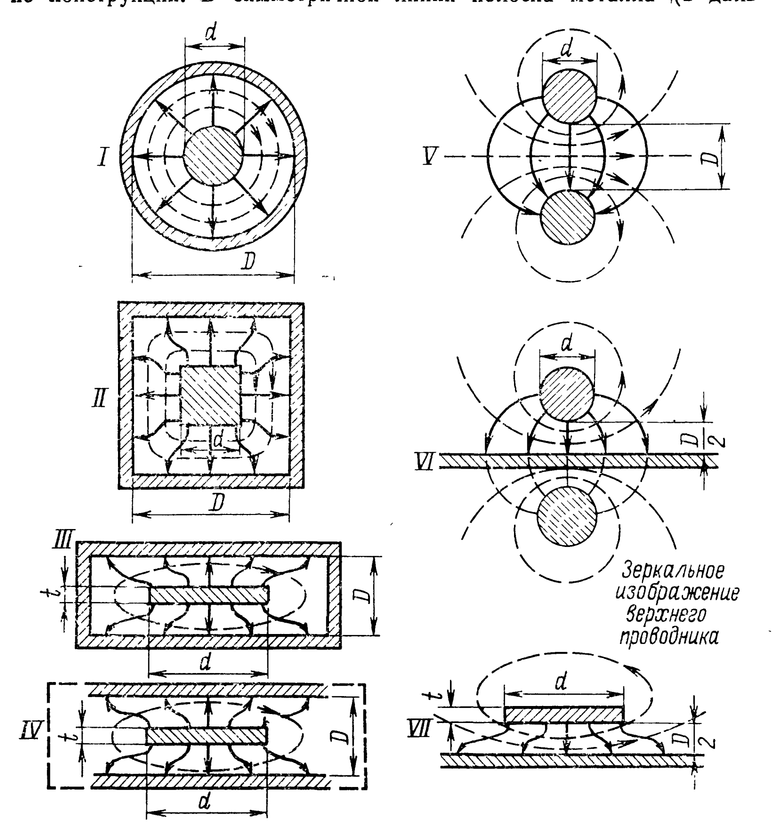


Рис. 54. Видоизменение коаксиальной линии *I* в симметричную полосковую линию *IV* и открытой двухпроводной линии *V* в несимметричную полосковую линию *VII*.

II — квадратная линия; *III* — прямоугольная линия; *VI* — линия типа «провод над землей».

нейшем мы ее будем называть «центральным проводником») расположена между параллельными заземленными пластинами на одинаковом расстоянии от них. Симметричная линия характеризуется лучшей экранировкой, т. е. имеет меньшие потери на излучение по сравнению с несимметричной.

Поскольку как в коаксиальных, так и в открытых двухпроводных линиях основным типом распространяющейся волны является поперечная электромагнитная волна ТЕМ, то можно предположить, что и в ленточных линиях обоих типов основной волной будет волна, близкая по своим свойствам к ТЕМ-волне. Действительно, в полосковых линиях при правильном выборе их размеров может распространяться только один тип волны — поперечная магнитная волна TM_{11}, у которой структура электромагнитного поля похожа на структуру поля поперечной электромагнитной волны ТЕМ: продольная компонента вектора напряженности магнитного поля $H_z=0$, а про-

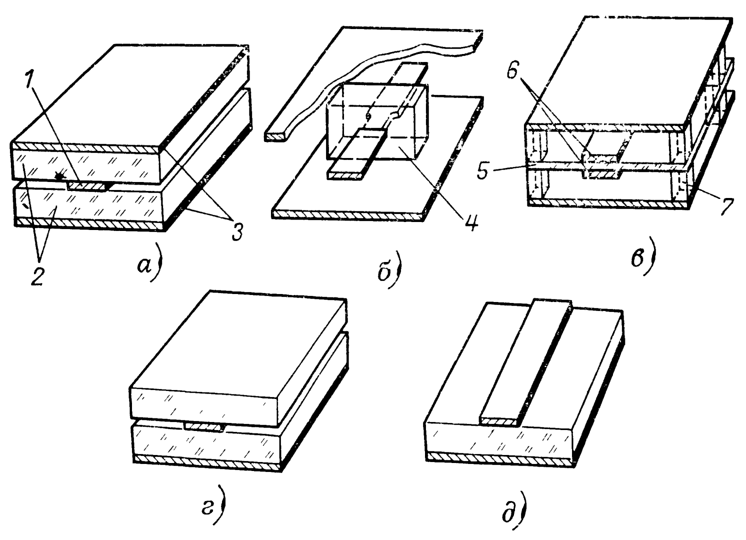


Рис. 55. Разновидности полосковых линий.

а — пластинчатая симметричная линия; *б* — симметричная линия с диэлектрическими опорами; *в* — симметричная линия с опорным диэлектрическим листом; *г* — несимметричная линия («полузакрытая»); *д* — несимметричная линия («открытая»); *1* — центральный проводник; *2* — диэлектрические пластины; *3* — «заземленные» пластины; *4* — диэлектрическая опора центрального проводника; *5* — опорный лист диэлектрика; *6* — две половины центрального проводника; *7* — крепление опорного листа диэлектрика.

дольная компонента вектора напряженности электрического поля E_z много меньше поперечных E_x и E_y. Таким образом, основную волну в полосковых радиоволноводах с высокой степенью точности можно рассматривать как поперечную электромагнитную волну ТЕМ.

По конструкции крепления центрального проводника и методу изготовления как симметричные, так и несимметричные линии могут быть *пластинчатыми* (рис. 55,*а, г, д*), с *диэлектрическими опорами* (рис. 55,*б*) и с опорным *диэлектрическим листом* (рис. 55,*в*).

Наибольшее применение в СВЧ системах получила пластинчатая симметричная линия (рис. 55,*а*) из-за простоты и удобства изготовления на ее основе различных узлов СВЧ схем. Центральный проводник, а во многих случаях и наружные проводники пластинчатой линии могут быть изготовлены из металлической фольги или нанесены на диэлектрик в виде тонкого (0,05—0,1 мм) слоя металла печатными методами. Необходимо подчеркнуть, что толщина металла 0,05—0,1 мм превышает толщину поверхностного слоя или глубину проникновения высокочастотного тока в металл (для меди, латуни) больше чем на порядок, поэтому высокочастотные омические потери при этой толщине будут практически такими же, как и при бесконечной толщине этого металла (см. табл. 2).

Пластинчатые линии удобны в массовом производстве, а также в радиолюбительской практике. Однако даже при использовании высокочастотных диэлектриков, таких как полистирол, полиэтилен, фторопласт, диэлектрические потери в пластинчатых линиях составляют заметную величину, что ограничивает их применение в устройствах, в которых решающим является требование малых потерь.

В линии с диэлектрическими опорами (рис. 55,*б*) металлический проводник толщиной до 1—1,5 мм имеет вырезы в местах расположения диэлектрика, благодаря чему волновое сопротивление участков с диэлектриком становится равным волновому сопротивлению остальной линии с воздушным заполнением.

В линиях с опорным диэлектрическим листом толщину последнего стремятся делать возможно меньшей, насколько позволяют требования конструктивной прочности. Обычно она равна 2—5 мм. На обеих сторонах диэлектрической пластины печатным способом наносят полоски центрального проводника. Обе полоски на входе и выходе системы соединяют параллельно. При этом электрическое поле будет существовать лишь между каждым полосковым проводником и соответствующей заземленной пластиной, а в листе диэлектрика будут только краевые поля. Опорный диэлектрический лист укрепляют между заземленными пластинами с помощью металлических или диэлектрических опор.

Линия с диэлектрическими опорами в виде тонких пластинок диэлектрика (рис. 55,*б*) имеет наименьшие возможные потери из всех типов ленточных волноводов. Несколько большие, но все же еще достаточно малые потери имеют линии с опорным диэлектрическим листом с двусторонним центральным проводником (рис. 55,*в*), а также линии, у которых центральный проводник нанесен только с одной стороны опорного диэлектрического листа, поскольку в них диэлектрик занимает очень небольшой объем линии.

Линии с диэлектрическими опорами и опорным диэлектрическим листом, несмотря на сравнительную сложность изготовления, целесообразно применять в устройствах, где требуется высокая добротность, например для изготовления резонаторов и других резонансных элементов, а также в тех случаях, когда между центральным проводником и заземленными пластинами необходимо вводить дополнительные элементы, например, поглощающие пластины в переменных аттенюаторах. Кроме того, они наиболее пригодны для устройств, где решающим требованием является малая масса или когда по линии необходимо передать импульсные сигналы большой мощности.

Несимметричные линии в зависимости от степени диэлектрического заполнения иногда разделяют на «полузакрытые», или ли-

нии 3/4 профиля (рис. 55,*г*), и «открытые», или линии половинного профиля (рис. 55,*д*). По аналогии с этим несимметричную пластинчатую линию (рис. 55,*а*) называют «закрытой» линией или линией полного профиля.

Открытая полосковая линия (рис. 55,*д*) является самой простой в производстве из всех типов ленточных волноводов. Ее конфигурация позволяет наиболее легко применять методы изготовления печатных схем. Поэтому открытые полосковые линии предпочтительны перед другими, если только можно пренебречь несколько большими потерями на излучение, чем у симметричных линий.

В дальнейшем большее внимание будет уделено симметричным линиям, поскольку они наиболее широко применяются.

Волновое сопротивление ленточной линии Z_0 можно определить через ее емкость на единицу длины, Ом:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\varepsilon}}{3C} 10^4,$$

где ε и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды между металлическими проводниками; C — погонная емкость линии, пФ/м.

Для воздуха и большинства диэлектриков $\mu = 1$. Значения ε и $\operatorname{tg}\delta$ для наиболее употребительных диэлектриков даны в табл. 7.

Таблица 7

Материал	Параметр	Частота, ГГц (длина волны, см)				
		0,1 (300)	0,3 (100)	3 (10)	10 (3)	25 (1,2)
Полиэтилен	ε	—	—	2,26	2,26	—
	tgδ	—	—	0,00031	0,00036	—
Полистирол	ε	2,55	2,55	2,55	2,55	2,54
	tgδ	0,0001	0,00035	0,00033	0,00043	0,0012
Фторопласт	ε	2,1	2,1	2,1	2,8	2,8
	tgδ	0,0002	0,00015	0,00015	0,00037	0,0006
Плексиглас (органическое стекло)	ε	2,58	—	2,28	2,57	2,57
	tgδ	0,0067	—	0,0051	0,0043	0,0032
Текстолит	ε	3,95	—	3,35	3,25	—
	tgδ	0,05	—	0,04	0,046	—
Гетинакс	ε	5,0—6,5*	—	—	—	—
	tg δ	0,04	—	—	—	—
Стекловолокно, связанное фторпластом	ε	—	2,8	—	—	—
	tg δ	—	0,003	—	—	—

* На частоте 1 МГц.

Расчет погонной емкости довольно сложен, так как в полную емкость существенную долю вносят емкости боковых поверхностей центрального проводника, т. е. «краевые» емкости. Чаще погонная емкость определяется экспериментально.

На рис. 56 в виде кривых приведены значения волнового сопротивления полосковых линий в зависимости от их геометрических размеров. Эти кривые, строго говоря, пригодны для линий с воздушным заполнением ($\varepsilon=1$), или диэлектриков, полностью заполняющих пространство между заземленными пластинами и центральным проводником. Однако они могут применяться и для линий с опорным диэлектрическим листом и диэлектрическими опорами. В этих линиях диэлектрик занимает или небольшую часть пространства (см.

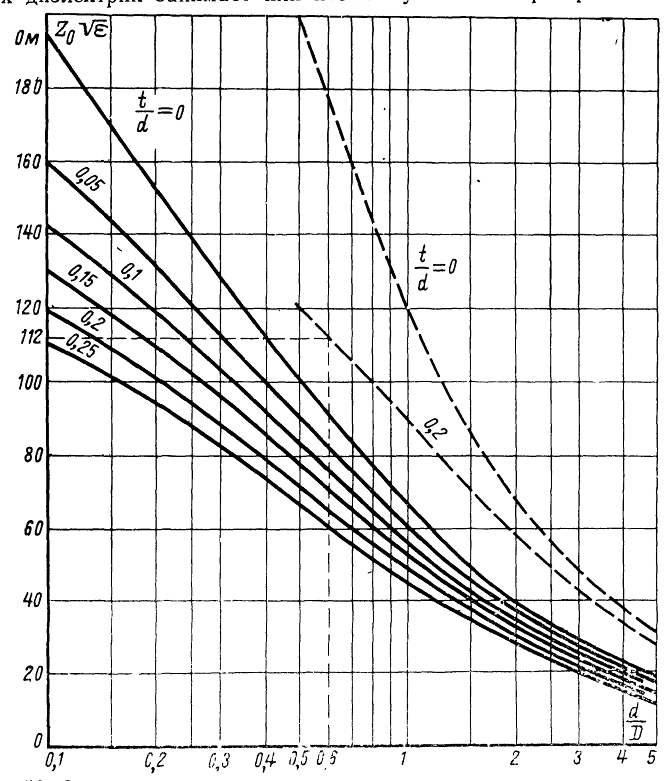


Рис. 56. Зависимость волнового сопротивления полосковых линий от их геометрических размеров (обозначения размеров даны на рис. 55).

Сплошные кривые — для симметричной линии (рис. 55,*IV*); штриховые кривые — для несимметричной линии (рис. 55, *VII*).

рис. 55,*б*) и его влияние на волновое сопротивление компенсировано вырезами в центральном проводнике, или он расположен вблизи нейтральной плоскости, где мало электрическое поле (рис. 55,*в*). Поэтому влиянием его на волновое сопротивление можно пренебречь и считать $\varepsilon=1$.

Пример. Пользуясь кривыми на рис. 56, определим геометрические размеры несимметричной линии (рис. 55,*д*) с волновым сопро-

тивлением 70 Ом, в которой в качестве диэлектрика используется полистирол.

Пусть толщина центрального проводника $t=0{,}5$ мм и отношение $t/d=0{,}2$. Тогда ширина центрального проводника

$$d = \frac{0{,}5}{0{,}2} = 2{,}5 \text{ мм}.$$

Чтобы определить расстояние до заземленной пластины $D/2$ (см. рис. 54), отложим по вертикальной оси $Z_0\sqrt{\varepsilon}=70\sqrt{2{,}6}=112$ и по кривой для $t/d=0{,}2$ определим $d/D=0{,}6$. Отсюда

$$\frac{D}{2} = \frac{2{,}5}{2\cdot 0{,}6} = 2{,}1 \text{ мм}.$$

Ширину заземленной пластины следует взять в 3—6 раз больше d.

Потери в полосковых линиях складываются в основном из диэлектрических потерь $\alpha_д$ и потерь в металлических проводниках $\alpha_м$. В случае малых потерь $\alpha=\alpha_д+\alpha_м$. Чтобы снизить величину потерь, необходимо применять высококачественные диэлектрики и проводники с высокой проводимостью (медь, серебро, алюминий) и гладкими поверхностями. При этом достаточно покрывать любой диэлектрик слоем меди или серебра толщиной всего лишь в несколько десятков микрометров, так как высокочастотные токи текут в очень тонком поверхностном слое металла.

Потери на излучение в полосковых линиях при правильном выборе размеров, как правило, ничтожно малы.

Чтобы уменьшить потери в металле, увеличивают расстояние между заземленными пластинами или ширину центрального проводника. Однако это можно делать, пока указанные размеры не достигнут $\lambda/2$. Если и дальше увеличивать размеры, то резко возрастут потери на излучение.

Количественно потери в полосковых линиях сравнимы с потерями в коаксиальных линиях при одинаковых диэлектриках, металлах и примерно равных габаритах. На рис. 57 приведены значения погонных потерь для симметричных ленточных линий с воздушным диэлектриком, коаксиальной линии и прямоугольного волновода с волной H_{10}. Нетрудно видеть, что потери энергии основной волны в ленточном волноводе практически не отличаются от соответствующих данных для коаксиальной линии.

Следует заметить, что полосковые линии с воздушным диэлектриком (рис. 55,*б*, *в*) при размерах, близких к $\lambda/2$ на самой высокой частоте рабочего диапазона, обладают наименьшими потерями.

Практически кривые на рис. 57 позволяют определить значения $\alpha_м$, так как для воздуха $\alpha_д=0$. Если вместо воздуха в линии используется какой-либо другой диэлектрик, то потери в нем можно учесть по формуле, справедливой для любых линий передачи с волной ТЕМ, в том числе и для полосковых линий:

$$\alpha_д = \frac{27{,}3\sqrt{\varepsilon}\,\mathrm{tg}\,\delta}{\lambda},$$

где $\alpha_д$ — потери в диэлектрике, дБ/м; λ — длина волны в свободном пространстве, м; ε — относительная диэлектрическая проницаемость

среды, заполняющей линию; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь.

Потери в несимметричной линии половинного профиля (рис. 55,*д*) близки к потерям в коаксиальных линиях с диэлектрическим заполнением и в диапазоне 4—9 ГГц также составляют 1—2 дБ/м, когда заполняющей средой является, например, стеклоткань, связанная фторопластом.

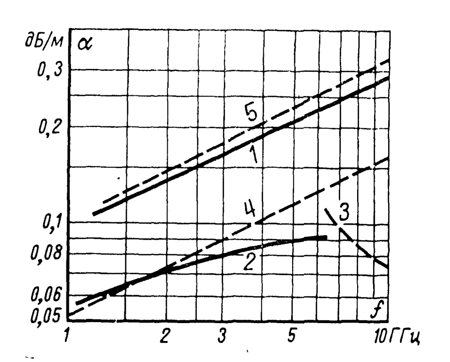


Рис. 57. Зависимость коэффициента затухания в линиях передачи от частоты.

1 и *2* — опытные кривые для симметричных полосковых линий с посеребренными пластинами (Z_0=50 Ом; D=6,35 мм для кривой *1* и D=12,7 мм — для кривой *2*); *3* — расчетная кривая для прямоугольного волновода 12×28 мм; *4* и *5* — расчетные кривые для коаксиальной линии (Z_0=77 Ом, диаметр внешнего проводника 12,7 мм для кривой *4* и 6,35 мм для кривой *5*).

Потери могут заметно возрасти, если полоски металла имеют глубокие шероховатости и неплотно прилегают к диэлектрику. Металлические проводники необходимо приклеивать к диэлектрику клеем с малыми потерями, например полистироловым, или наносить электролитическим путем.

Необходимо подчеркнуть, что если в однородной полосковой линии потери на излучение ничтожны, то вблизи неоднородностей, например в месте перехода к коаксиальной линии, вблизи согласующих трансформаторов или мест установки кристаллических детекторов, потери могут резко возрасти. Последнее объясняется возникновением высших типов волн в месте неоднородности и их излучением в окружающее пространство. Чтобы устранить излучение, подобные места необходимо тщательно экранировать.

Поперечное ослабление поля является важной характеристикой полосковых линий, представляя собой потери ($\alpha_п$) в децибелах на единицу длины в направлении, перпендикулярном продольной оси линии. Знание этой величины позволяет грамотно конструировать узлы и детали радиосхем с точки зрения обеспечения достаточно малого уровня перекрестных наводок или перекрестной связи при близком расположении нескольких линий. Другими словами, поперечное ослабление поля характеризует величину краевого поля в боковом направлении. Напомним, что по своей конструкции полосковые линии являются не полностью экранированными линиями передачи.

С другой стороны, при конструировании направленных ответвителей и других систем с электрически связанными линиями необходимо знать значение коэффициента связи между линиями, который определяется поперечным ослаблением поля.

Обычно размеры полосковых линий выбирают так, чтобы расстояние D между заземленными пластинами было существенно меньше $\lambda/2$. В этом случае краевое поле очень мало и поперечное ослабление $\alpha_п$ (дБ/см) для симметричных линий определяется простым выражением

$$\alpha_п=27/D,$$

где D — расстояние между заземленными пластинами, см.

Например, при $D=4$ мм значение $\alpha_п=67$ дБ/см даже на частоте 10 ГГц, так как в этом случае $D=4$ мм$\ll\lambda/2=15$ мм.

Приведенный пример показывает, что центральные проводники двух симметричных ленточных линий с общими заземленными пластинами должны быть разнесены на расстояние $(2—3)D$, чтобы паразитной связи между ними не было.

Если же $D\geqslant\lambda/2$, то возникающие в области неоднородностей линии высшие типы волн могут распространяться как в продольном, так и в поперечном направлениях. При этом поперечное ослабление составляет несколько децибел на сантиметр, т. е. имеет место сильное излучение.

Предельная мощность в полосковых линиях ограничивается условиями пробоя и допустимым нагревом диэлектрика. Если пробой диэлектрика определяет предел мощности в импульсе, то нагрев ограничивает передаваемую мощность при непрерывной работе или среднюю мощность в импульсном режиме.

Так, например, для полосковой несимметричной линии с шириной центрального проводника 5,6 мм и диэлектриком из пропитанной фторопластом стеклоткани толщиной 1,6 мм при передаче непрерывной мощности 300 Вт в 10-сантиметровом диапазоне температура диэлектрика поднималась до 70 °С при окружающей температуре 20 °С.

В импульсном режиме на краях центрального проводника возникала корона при мощности в импульсе 15 кВт на частоте 2 ГГц.

Чтобы уменьшить опасность пробоя при импульсной работе, необходимо скруглять все острые края линии, особенно в местах неоднородностей. Кроме того, для увеличения пробивного напряжения края центрального проводника желательно покрывать диэлектрической краской.

В полосковых линиях с воздушным диэлектриком, например в линиях с опорным диэлектрическим листом (рис. 55,*в*), предельная мощность имеет один порядок с предельной мощностью, передаваемой в близкой по габаритам коаксиальной линии, но значительно меньше, чем у соответствующего волновода. Например, в 10-сантиметровом диапазоне при расстоянии между заземленными пластинами $D=6$ мм и волновом сопротивлении 50 Ом пробоев не наблюдается при пиковых мощностях до 100 кВт.

Выбор размеров и допусков на изготовление. Размеры полосковых линий выбирают такими, чтобы высшие типы волн не могли в них распространяться. Это требование ограничивает максимальные размеры ленточных линий. Оно может быть сформулировано следующим образом: расстояние между заземленными пластинами D и ширина центрального проводника d должны быть меньше половины

длины волны в диэлектрике; центральный проводник должен быть расположен возможно более точно в средней части между заземленными пластинами и параллельно им. Последнее существенно для цепей с малыми потерями, где даже небольшое излучение ТМ- и ТЕ-волны из-за отсутствия симметрии может заметно снизить добротность системы. Кроме того, чтобы боковое излучение было небольшим даже при наличии неоднородностей, ширина заземленных пластин должна быть в 2—3 раза больше расстояния между ними. Если в отдельных случаях необходимо проверить «протяженность» бокового краевого поля, то это можно сделать, измеряя емкость линии на низких частотах при постепенном увеличении ширины заземленных пластин a. Начиная с некоторой величины a, емкость системы практически не будет увеличиваться. Это значение a и будет границей бокового краевого поля.

На границе краевого поля можно ставить стойки и другие поддерживающие элементы линий с опорными диэлектрическими листами В этом случае они не будут влиять на характеристики линии.

Для схем с высокой добротностью жестким является допуск на наклон центрального проводника относительно заземленных пластин. Для большинства применений полосковых линий, где потери на излучение не играют существенной роли, допуск на центровку и симметрию центрального проводника может быть сделан довольно большим.

Соотношение между основными размерами ленточных линий t, d и D определяется заданным волновым сопротивлением (см. кривые на рис. 56), а также выбранным типом линии. Ограничение минимальных размеров определяется конструкцией и требованием к точности изготовления. В частности, уменьшение поперечных размеров полосковой линии ограничено допусками на толщину листовых материалов.

Критичность основных размеров полосковых линий можно в первом приближении определить с помощью кривых, изображенных на рис. 56. Например, для несимметричной воздушной линии с диэлектрическими опорами при $d/D=2{,}5$ и $t/d=0{,}2$, что соответствует волновому сопротивлению 50 Ом, уменьшение расстояния на 10% вызывает рост волнового сопротивления на 7%.

Неоднородности. Рассмотрим влияние некоторых видов неоднородностей, которые часто встречаются в различных узлах радиосхем сантиметрового диапазона волн, на характеристики симметричной ленточной линии.

Вблизи неоднородностей возбуждается большое количество высших типов волн, но ни одна из них не будет распространяться по линии, поскольку расстояние между заземленными пластинами в симметричных линиях всегда меньше $\lambda/2$.

В полосковых линиях трудно создать неоднородности, расположенные в поперечной плоскости и широко применяемые в волноводах и коаксиальных линиях — емкостные и индуктивные диафрагмы, резонансные окна, емкостные штыри и т. п. Другими словами, в полосковых линиях трудно выполнить параллельные реактивности, но легко выполнить последовательные, представляющие собой видоизменение формы центрального проводника. Так, последовательной емкостью является узкий зазор, пересекающий под прямым углом центральный проводник (рис. 58,*а*). Последовательная индуктивность получается путем прорезания прямоугольного или круглого отверстия в центральном проводнике. Параллельная индуктивность образуется

при установке на центральный проводник вертикальных штырей. Наконец, для получения параллельной емкости необходимо на определенной длине линии уменьшать расстояние между заземленными пластинами, что весьма неудобно.

Одним из наиболее важных типов неоднородностей в полосковых линиях является емкостный зазор в центральном проводнике, для которого на рис. 58 представлены полученные экспериментальным путем параметры эквивалентной схемы для линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 1/Y_0 = 50$ Ом, где Y_0 — волновая проводимость. Ем-

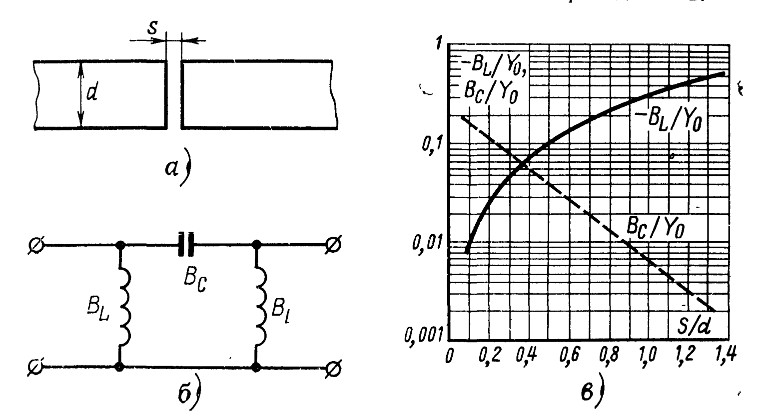


Рис. 58. Параметры эквивалентной схемы для зазора в центральном проводнике симметричной полосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом.

а — вид сверху на центральный проводник; *б* — эквивалентная схема; *в* — параметры эквивалентной схемы в зависимости от S/d.

костная проводимость $B_C = \omega C$, где C — последовательная емкость, а $\omega = 2\pi f$. Индуктивная проводимость $B_L = -1/\omega L$, где L — параллельная индуктивность.

Для линий с волновым сопротивлением, отличающимся от 50 Ом на ±(10—20%), при ориентировочных расчетах можно пользоваться этими же кривыми. Необходимо только для получения значений B_C и B_L умножить результат отсчета по вертикальной оси на значение волнового сопротивления и разделить на 50.

УЗЛЫ И ДЕТАЛИ НА ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

Поскольку волновое сопротивление ленточной линии выбранного типа и конструкции определяется в первую очередь отношением ширины центрального проводника d к толщине диэлектрика D, то, меняя размер d, можно сравнительно легко получить необходимые значения волнового сопротивления. Поэтому полосковые линии особенно полезны в схемах, где требуется многократное изменение сопротивления, например в фильтрах.

С другой стороны, хорошо известны трудности при изготовлении таких коаксиальных и волноводных узлов, где имеются разветвления, согласующие трансформаторы, делители мощности, тройники и т. п.

Все эти трудности преодолеваются при изготовлении подобных узлов на основе ленточных линий методами печатных схем.

Переходы на коаксиальную линию. Выполнить сверхвысокочастотную часть приемника или передатчика полностью на полосковых линиях часто не представляется возможным, так как либо антенна уже имеет коаксиальный или волноводный вход, либо усили-

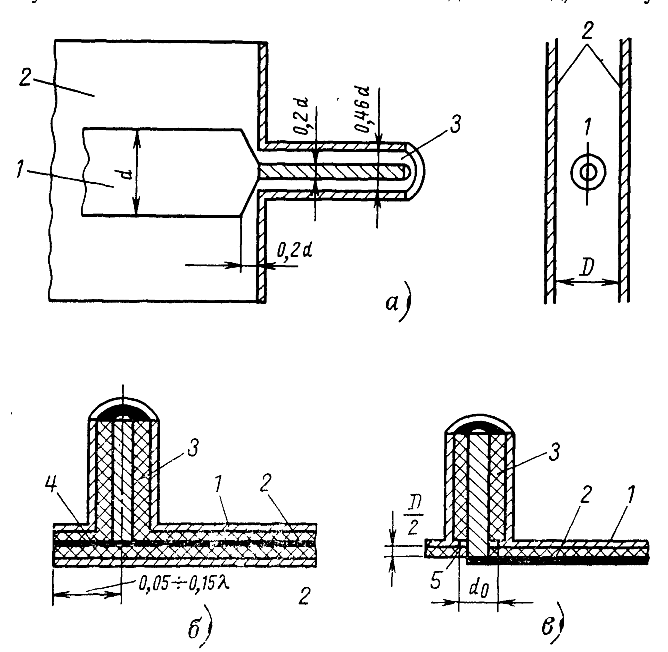


Рис. 59. Коаксиально-полосковые переходы.

а — непосредственный переход коаксиальной линии в симметричную полосковую; *б—в* — «перпендикулярные» переходы на симметричную (*б*) и несимметричную (*в*) полосковые линии; *1* — центральный проводник; *2* — заземленные пластины; *3* — коаксиальная линия; *4* — разомкнутый на конце шлейф длиной 0,05—0,15λ; *5* — отверстие диаметром d_0 для согласования перехода.

тель промежуточной частоты начинается коаксиальной линией, либо, наконец, большинство выпускаемых промышленностью генераторных СВЧ ламп имеет коаксиальные или волноводные выходные устройства. Поэтому весьма важно правильно конструировать и изготовлять переходы от полосковых линий на стандартные коаксиальные линии и на волноводы прямоугольного сечения.

Широкополосный и хорошо согласованный переход на коаксиальную линию наиболее просто выполнить при равенстве волновых сопротивлений обеих линий. При этом следует переход выполнить так, чтобы искажение силовых линий электрического и магнитного полей основной распространяющейся волны типа ТЕМ было минимальным. Последнее требование означает, что в месте перехода не должно быть резких изменений размеров, а также конструктивных элементов, искажающих поле ТЕМ-волны. Часто именно это обстоя-

тельство оказывается решающим при выборе размеров полосковой линии.

Если же габариты и волновые сопротивления сочленяемых линий отличаются друг от друга, то задача конструктора состоит в выборе размеров и положения деталей перехода таким образом, чтобы отражения волн от них взаимно компенсировались в широком диапазоне частот. Для этого неоднородности должны быть расположены возможно ближе друг к другу.

Несколько хорошо зарекомендовавших себя на практике конструкций коаксиально-полосковых переходов показано на рис. 59.

На рис. 59,*а* изображен переход с 50-омной симметричной полосковой линии с воздушным диэлектриком на 50-омную коаксиальную линию, обеспечивающий КСВН менее 1,05 в диапазоне 1,17—7 ГГц. Эти данные относятся к следующим размерам линии: $d=16$ мм и $D=12,7$ мм. Внешний проводник коаксиальной линии непосредственно присоединяется к заземленным пластинам *2* полосковой линии, а внутренняя жила коаксиального кабеля переходит в центральный проводник *1* полосковой линии.

На рис. 59,*б* показан так называемый перпендикулярный переход. Его целесообразно использовать, когда волновые сопротивления и размеры коаксиальной и ленточной линии довольно сильно отличаются друг от друга. В этом случае для согласования необходимо применять согласующие элементы, в качестве которых могут служить короткозамкнутый на конце четвертьволновой шлейф ленточной линии или разомкнутый на конец шлейф небольшой длины (0,05—0,15λ), подбираемой экспериментально при настройке. Переход с коротким разомкнутым шлейфом более широкополосен.

Согласовать переход можно также с помощью ряда проводящих штырьков, соединяющих заземленные пластины, количество и место расположения которых вблизи сочленения линий подбираются опытным путем.

Переходы на несимметричную линию, как правило, выполняются в виде переходов «перпендикулярного» типа. Согласование в них достигается применением шлейфов, разомкнутых или короткозамкнутых на конце, подобных показанному на рис. 59,*б*, или путем подбора диаметра отверстия d_0 в заземленной пластине (рис. 59,*в*). При оптимальном согласовании перехода, изображенного на рис. 59,*в*, можно получить КСВН меньше 1,2 в диапазоне 2—8 ГГц, а вносимые потери при этом получаются менее 0,5 дБ.

Волноводно-полосковые переходы. В диапазоне 3—10 ГГц в измерительной аппаратуре большей частью используются прямоугольные волноводы различного поперечного сечения (см. табл. 3). Измерения параметров полосковых линий обычно проводят путем подключения их к стандартным волноводным или коаксиальным измерительным трактам. Поэтому необходимо рассмотреть волноводно-полосковые переходы на симметричные и несимметричные ленточные линии.

Поскольку структура поля в симметричной ленточной линии в принципе мало отличается от коаксиальной, то естественно попытаться выполнить волноводно-полосковый переход аналогичным по конструкции коаксиально-волноводному переходу. Одним из лучших коаксиально-волноводных переходов является штыревой (зондовый), в котором внутренний проводник полосковой линии в виде штыря (зонда) входит через широкую стенку в волновод параллельно электрическим силовым линиям.

Подобную конструкцию имеет волноводно-полосковый переход на симметричную ленточную линию, изображенный на рис. 60,*а*. Внутрь волновода входит только небольшой отрезок центрального проводника с диэлектрическими пластинами или без них. Для работы в широкой полосе частот необходимо производить настройку, меняя высоту суженной части волновода, положение короткозамыкающего поршня и глубину погружения в волновод центрального проводника полосковой линии.

Совершенно другой тип волноводно-полоскового перехода показан на рис 60,*б*. Это так называемый «щелевой» переход. В заземленной пластине полосковой линии перпендикулярно ее продольной

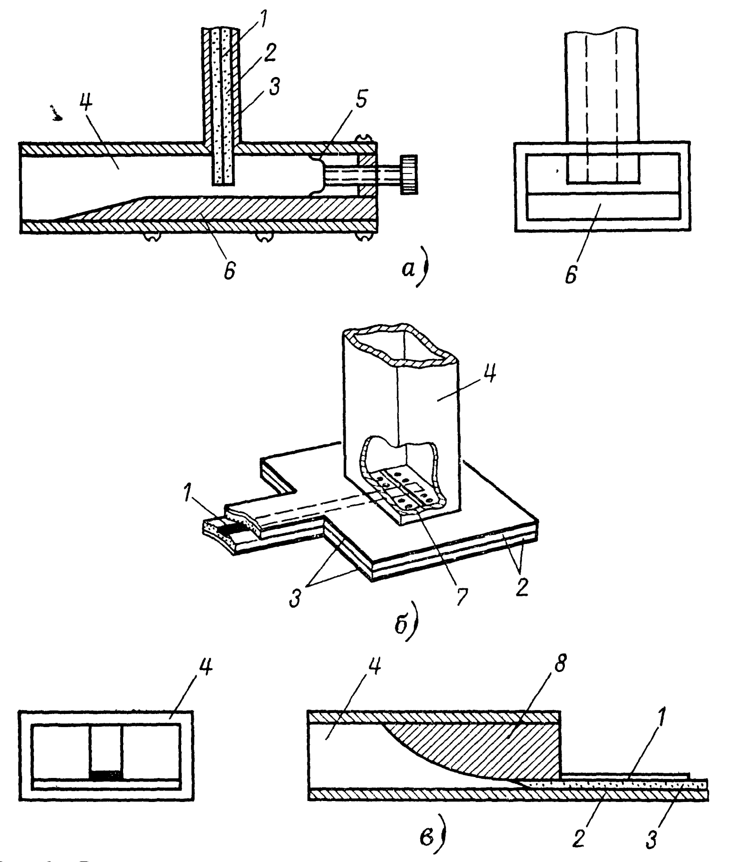


Рис. 60. Волноводно-полосковые переходы.

а — зондовый переход на симметричную полосковую линию; *б* — щелевой переход на симметричную линию; *в* — переход на несимметричную линию с промежуточным П-образным волноводом; *1* — центральный проводник; *2* — диэлектрик полосковой линии; *3* — заземленная пластина полосковой линии; *4* — прямоугольный волновод; *5* — поршень настройки; *6* — металлический клин для согласования волновых сопротивлений волновода и полосковой линии; *7* — щель в заземленной пластине; *8* — гребень П-образного волновода.

оси прорезается щель, через которую осуществляется связь с волноводом. Так как щель в заземленной пластине нарушает симметрию ленточной линии, то появляется излучение через боковые стороны линии. Для устранения этого излучения замыкают накоротко заземленные пластины несколькими металлическими штырьками (рис. 60,*б*).

Переход рассмотренного типа имеет следующие параметры: длины щели составляет 3/5 λ; ширина равна 1/20 λ; волновое сопротивление ленточной линии равно 90 Ом, размеры волновода составляют 25,4×38,1 мм. Полосковая линия имеет разомкнутый конец на расстоянии 1/10 $\lambda_л$ от щели. Здесь λ и $\lambda_л$ — длины волн соответственно в свободном пространстве и в ленчотной линии. Для улучше-

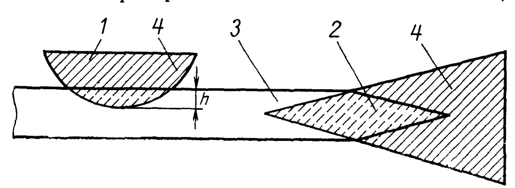


Рис. 61. Постоянный ослабитель и согласованная оконечная нагрузка для полосковой линии.

1 — постоянный ослабитель; *2* — согласованная нагрузка; *3* — центральный металлический проводник; *4* — поглощающая лента (пластина).

ния согласования перехода в волноводе могут быть установлены согласующие диафрагмы или штыри, размеры и положение которых подбираются экспериментально.

Переходы с волновода прямоугольного сечения на несимметричную ленточную линию более широкополосны и легче выполнимы по сравнению с предыдущими, поскольку структуру поля волны H_{10} проще преобразовать в ТЕМ-волну несимметричной линии. На рис. 60,*в* показан плавный переход с волновода на симметричную полосковую линию. Сначала прямоугольное сечение волновода плавно переходит в П-образное и далее в несимметричную линию. Соответственно и структура поля волны H_{10} постепенно преобразуется в ТЕМ-волну.

Согласованные нагрузки и постоянные аттенюаторы можно изготовлять двумя весьма различными способами.

Первый способ заключается в подклеивании листовых или объемных поглощающих материалов с одной стороны к диэлектрическим пластинам, а с другой — к центральному проводнику полосковой линии.

Поглощающие материалы представляют собой ленты толщиной 0,1—0,2 мм из диэлектрика, на которые нанесен тонкий электропроводящий слой с поверхностным сопротивлением порядка 100 Ом/см². Куски такой ленты с плавно меняющейся шириной (рис. 61) вклеивают описанным выше способом в середину симметричной линии или между центральным проводником и диэлектрической пластиной несимметричной линии.

Подбором формы поглощающей ленты можно обеспечить КСВН менее 1,05 в 10—20%-ной полосе частот, а менее 1,2 — в двукратном и более широком диапазоне частот, например в диапазоне 800—1600 МГц. Чем более плавно поглощающий материал «входит»

в пространство между центральным проводником и заземленными пластинами, тем лучшим получается согласование.

Значение ослабления, даваемого постоянным ослабителем, подбирается путем изменения размеров поглощающей ленты и глубины «погружения» ее на центральный проводник.

Ослабитель, показанный на рис. 61, может дать ослабление до 5—7 дБ.

Если требуется иметь большее поглощение, то следует удалить центральный проводник на определенном участке, заменив его поглощающим материалом, лучше всего металлизированной диэлектрической пленкой. В этом случае значение ослабления практически можно сделать сколь угодно большим путем увеличения продольной длины поглощающего участка.

Другой способ изготовления полосковых фиксированных ослабителей и оконечных нагрузок заключается в замене центрального проводника на определенной длине тонкой лентой из сплава высокого сопротивления, например нихрома. Волновое сопротивление линии при этом практически не меняется, а ослабление на единицу длины значительно возрастает. Если центральный проводник выполнен из нихромовой ленты толщиной 0,03 мм, то погонное ослабление линии составляет примерно 20 дБ/м на частотах около 9 ГГц, а в случае посеребренных проводников оно равняется 2 дБ/м. Здесь следует подчеркнуть, что толщина нихрома сравнима с глубиной проникновения токов.

Согласованные нагрузки также могут быть сделаны из нихромовой ленты, причем линии из такой ленты могут быть как разомкнуты, так и короткозамкнуты на конце. Для сокращения размеров целесообразно свертывать их в цилиндр наподобие бумажных конденсаторов или делать в виде плоской спирали. Например, если длина линии равна 1 м, то ослабление волны при распространении в обе стороны составит 40 дБ, что соответствует КСВН, равному 1,02 в весьма широком диапазоне частот.

Чтобы заведомо устранить отражения от места стыка посеребренного и нихромового центральных проводников, их необходимо соединять плавно со скосом, длиной 2—3d.

Описанные выше способы изготовления нагрузок и аттенюаторов пригодны для полосковых линий с твердыми диэлектриками. Для линий с воздушным диэлектриком конструкции рассмотренных узлов принципиально не отличаются от соответствующих коаксиальных и волноводных.

Переменные ослабители для симметричных полосковых линий с твердым диэлектриком выполняются аналогично постоянным. Поглощающая пластина *4* (см. рис. 61) делается подвижной и перемещается относительно центрального проводника полоскового волновода, как ротор переменного конденсатора перемещается относительно статора. По форме этой подвижной пластины в одной из диэлектрических пластин или в обеих пластинах делается вырез соответствующей формы.

В несимметричных линиях, если требуется получить небольшой коэффициент ослабления (до 5—10 дБ), поглощающую пластину можно располагать над центральным проводником, так как вырез в диэлектрике сложной формы изготовить довольно трудно.

Если же коэффициент ослабления должен быть большим (30—60 дБ), то выбор должен быть сделан в пользу полосковой линии с воздушным диэлектриком. В этом случае поглощающий материал

вводится между металлическими полосками линии, что обеспечивает значительную величину ослабления.

В качестве диэлектрика с большим поглощением на единицу длины может быть применен низкочастотный феррит, обладающий очень высокими потерями на сверхвысоких частотах. Лучшими являются никель-цинковые и в особенности никель-цинк-марганцевые ферриты. Последние при одинаковой длине поглощающей пластины аттенюатора обеспечивают на 10—20 дБ большее ослабление и имеют хорошую температурную стабильность. В данном применении феррит не намагничивается.

Особенности конструкции аттенюатора с ферритовой поглощающей пластиной рассмотрим на примере ослабителя для высокочастотной головки приемника диапазона 1,7—2 ГГц, выполненного на несимметричной линии с воздушным диэлектриком, имеющей следующие размеры: $d=8$ мм; $D/2=1{,}6$ мм; $t=1{,}6$ мм; при этом $Z_0=$ $=50$ Ом (обозначения см. на рис. 54, *VII*).

Опыт показывает, что для получения большой и устойчивой величины ослабления при разных положениях ферритовой пластины необходимо обеспечить хороший контакт между ферритом и центральным проводником линии. Если, например, воздушный зазор между ферритом и центральным проводником равен 0,1 мм, то ослабление уменьшается с 50 до 33 дБ. Поэтому ферритовую пластину серебрят тонким (примерно 0,025 мм) слоем серебра, что обеспечивает при введении ее в зазор хороший контакт с проводниками полосковой линии. При этом серебро должно быть счищено с торцов ферритовой пластины, а также с ее концов на 4—5 мм для обеспечения согласования аттенюатора с линией. Ширина ферритовой пластины должна быть на 12—20% больше ширины центрального проводника. Дальнейшее увеличение ширины не приводит к увеличению ослабления.

Максимальное ослабление описанного аттенюатора изменяется линейно от 14 до 45 дБ при увеличении длины пластины феррита от 8 до 30 мм. В диапазоне 1,7—2 ГГц оно увеличивается в сторону больших частот в пределах 10%.

Градуировка переменных аттенюаторов. Рассмотренный выше переменный аттенюатор с поглощающей подвижной пластиной имеет довольно резко выраженную зависимость ослабления от частоты. Следовательно, необходима его градуировка на нескольких частотах рабочего диапазона (обычно на крайних и на средней частотах). Градуировочные графики представляют собой зависимости ослабления аттенюатора от положения подвижной поглощающей пластины относительно металлических плоскостей полосковой линии. Однако не всегда в распоряжении экспериментатора имеется градуированный переменный аттенюатор, по которому можно проградуировать новый. Поэтому кратко опишем способ градуировки, при котором не требуется иметь градуированный аттенюатор.

Этот способ является некоторым видоизменением широко известного способа замещения, при котором введение одного ослабителя сопровождается выведением другого на такую же величину ослабления с тем, чтобы уровень СВЧ сигнала после обоих последовательно включенных аттенюаторов оставалась постоянным.

Функциональная схема измерительной установки представлена на рис. 62. Как видно из этой схемы, для градуировки необходимо иметь два переменных неградуированных аттенюатора. Мощность СВЧ генератора, усиление усилителя низкой частоты и усилителя

вертикального отклонения луча осциллографа должны быть такими, чтобы при полностью введенном одном из переменных аттенюаторов на экране осциллографа можно было бы получить изображение амплитуды низкочастотного сигнала, снимаемого с детекторной головки, от половины до полного размера осциллографической трубки.

Для проведения градуировки на требуемой частоте на детекторную головку необходимо подать такой уровень СВЧ мощности, при котором детектор работал бы на строго квадратичном участке своей характеристики. В этом случае амплитуда сигнала на экране осциллографа будет линейно зависеть от СВЧ мощности P у детекторной

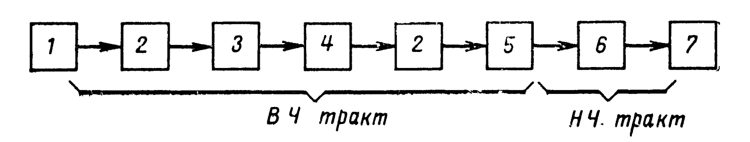


Рис. 62. Функциональная схема установки для градуировки переменных аттенюаторов.

1 — СВЧ генератор с регулируемой выходной мощностью и волномером; *2* — фиксированный развязывающий аттенюатор (7—15 дБ); *3* — градуируемый переменный аттенюатор; *4* — неградуированный вспомогательный переменный аттенюатор, *5* — детекторная головка; *6* — усилитель низкой частоты; *7* — осциллограф.

головки, а ток детектора $I_{\text{дет}} \approx P^n$, причем $n=1$. Если мощность СВЧ сигнала существенно превышает этот уровень, то $n<1$, а если существенно меньше, то $n>1$. Выйти на квадратичный участок можно следующим образом.

Введем полностью вспомогательный аттенюатор *4* (рис. 62), а градуируемый аттенюатор *3* полностью выведем. Регулировкой выходной мощности СВЧ генератора, и усиления в низкочастотном тракте установим на экране осциллографа амплитуду сигнала, скажем, 80 мм. Введем градуируемый аттенюатор настолько (на *А* делений механизма перемещения подвижной поглощающей пластины), чтобы амплитуда сигнала на экране осциллографа уменьшилась вдвое и стала равной 40 мм. Если бы характеристика детектора была квадратичной, то этому положению *А* соответствовала бы величина ослабления градуируемого аттенюатора 3 дБ. Но пока мы еще не убедились, что работаем на квадратичном участке характеристики детектора. Поэтому выполним следующие операции.

Выведем вспомогательный аттенюатор настолько (деление *Б* механизма перемещения поглощающей пластины), чтобы восстановить на экране осциллографа прежнюю амплитуду 80 мм. Подчеркнем, что это деление *Б* соответствует уменьшению ослабления вспомогательного аттенюатора от своего максимального значения ровно на 3 дБ, если характеристика детектора квадратична.

Введем градуируемый аттенюатор дальше положения *А* (*В* делений механизма перемещения, причем $B>A$), чтобы на экране осциллографа снова получить амплитуду сигнала 40 мм. Если теперь мы введем вспомогательный поглощающий аттенюатор на максимальное ослабление и на экране осциллографа получим сигнал с амплитудой 20 мм, то характеристика детектора на нашем рабочем участке квадратичная, и можно производить дальнейшую градуировку аттенюатора. Нулевое деление и деления *А* и *В* будут

уже первыми тремя точками градуировочной кривой, соответствующими ослаблению 0, 3 и 6 дБ. Далее градуируемый аттенюатор будем вводить, а вспомогательный выводить так, чтобы фиксировать такие положения механизма перемещения поглощающей пластины градуируемого аттенюатора, при которых на экране осциллографа амплитуда сигнала равнялась 40 мм. При выведении вспомогательного аттенюатора в каждой точке необходимо восстанавливать 80 мм.

Но, как правило, с первой попытки выйти на квадратичный участок характеристики детектора не удается, т. е. при *B* делениях градуируемого аттенюатора на экране осциллографа величина сигна-

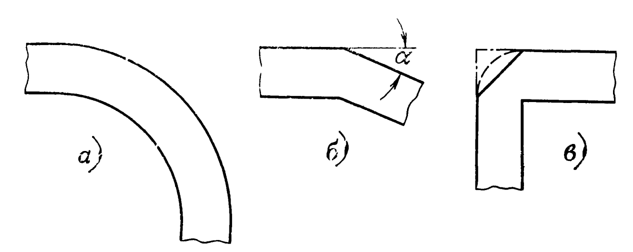


Рис. 63. Углы и изгибы полосковых линий (вид на центральный проводник).

а — плавный поворот центрального проводника; **б** — изгиб под углом α; **в** — прямоугольный изгиб.

ла либо больше ($n>1$), либо меньше ($n<1$) 20 мм. В первом случае, т. е. когда амплитуда сигнала на экране осциллографа получилась больше 20 мм, необходимо увеличивать мощность СВЧ генератора и уменьшать усиление в низкочастотном тракте. При этом желательно сохранять по возможности при полностью выведенном градуируемом аттенюаторе и полностью введенном вспомогательном аттенюаторе амплитуду сигнала на экране осциллографа 80—100 мм. Если $n<1$, то надо уменьшать мощность СВЧ генератора и увеличивать усиление в низкочастотном тракте.

После трех-четырех попыток обычно удается выйти на квадратичный участок характеристики детектора. Таким образом, описанная методика позволяет получать градуировочные точки через 3 дБ.

Углы и изгибы полосковых линий. В любой схеме приходится делать повороты ленточных линий как в плоскости полоски (плоскость Н), так и в перпендикулярном ей направлении. Последние встречаются значительно реже и используются для протяженных в одном направлении узлов (поглощающих нагрузок с нихромовыми проводниками, фильтров и пр.), которые для уменьшения габаритов можно свертывать в рулон и помещать в металлическую оболочку. Подобные изгибы при малой толщине полосковых линий по сравнению с их шириной не дают дополнительных отражений. Изгибы в плоскости Н могут вносить существенные неоднородности при неправильном их выполнении.

На рис. 63 показано несколько вариантов конструкции поворотов полосковых линий в плоскости Н. Плавный поворот (рис. 63,*а*) имеет КСВН менее 1,2 в широкой полосе частот. Наилучшими оказались изгибы, изображенные на рис. 63,*в*. Они обеспечивают, например, на частоте 4,77 МГц КСВН, равный 1,04, и имеют потери на излучение около 0,1 дБ. Если же угол скруглен (пунктирная линия

на рис. 63,*в*), то КСВН составляет 1,08. При прямоугольном переходе (штрихпунктирная линия на рис. 63,*в*) КСВН равен 2. Эти данные относятся к несимметричной линии половинного профиля ($d=6$ мм, $D/2=1{,}5$ мм) с диэлектриком из стекловолокна, пропитанного фторопластом. Примерно такие же показатели сохраняются в широком диапазоне частот и при других размерах, волновых сопротивлениях и типах полосковых линий.

Приведенные на рис. 63,*б* изгибы не вносят заметных отражений при углах α, не превышающих 10—30°.

Согласующие трансформаторы и другие элементы согласования. Для согласования произвольной нагрузки с полосковой линией применяются параллельные и последовательные шлейфы, изображенные на рис. 64 со стороны центрального проводника. Параллельные шлейфы могут быть разомкнутыми или замкнутыми на конце (рис. 64,*а*, *б*). Последнее достигается установкой металлической шпильки, замыкающей центральный проводник с заземленными пластинами на конце шлейфа.

Реактивное сопротивление параллельного шлейфа путем изменения его длины можно сделать либо индуктивным, либо емкостным. При увеличении длины короткозамкнутого шлейфа l от нуля до $\lambda_л/4$ ($\lambda_л=\lambda/\sqrt{\varepsilon}$, $\lambda_л$ и λ соответственно — длина волны в полосковой линии и свободном пространстве, а ε — диэлектрическая проницаемость диэлектрика) параллельное индуктивное сопротивление изменяется от нуля до своего максимального значения, определяемого потерями в ленточной линии, играющей роль шлейфа. Аналогично параллельное емкостное сопротивление разомкнутого шлейфа при изменении его длины от 0 до $\lambda_л/4$ меняется от нуля до максимальной величины, несколько меньшей, чем в случае короткозамкнутого шлейфа, из-за потерь энергии на излучение с конца шлейфа. Применять шлейфы длиннее $\lambda_л/4$ не рекомендуется, так как в этом случае сужается полоса частот, в которой можно получить удовлетворительное согласование.

Волновое сопротивление шлейфов Z, как правило, берут равным волновому сопротивлению основной линии. На рис. 64 приведены формулы для расчета реактивного сопротивления шлейфов X. Следует иметь в виду, что при длине шлейфов l, близкой к четверти длины волны в полосковой линии $\lambda_л/4$, эти формулы не верны.

Последовательные шлейфы (рис. 64,*в*) представляют собой отрезки полосковых линий с волновым сопротивлением Z, большим или меньшим волнового сопротивления основной линии Z_0, и длиной l, меньшей $\lambda_л/4$. Их эквивалентная схема представляет собой последовательную индуктивность, шунтированную небольшими емкостями $C/2$, возникающими вследствие резкого изменения ширины центрального проводника. Часто при расчете индуктивного сопротивления ими можно пренебречь.

На полосковых линиях могут быть сконструированы двух- и трехшлейфовые трансформаторы (рис. 64,*г*, *д*). Двухшлейфовые трансформаторы представляют собой два параллельных шлейфа, расположенных вдоль ленточной линии на расстоянии $\lambda_л/8$ один от другого, причем длину каждого из них можно менять от нуля до $\lambda_л/2$. Трехшлейфовые трансформаторы имеют три шлейфа, расположенных вдоль основной линии на расстоянии $\lambda_л/4$ друг от друга. Наибольшее распространение получили трехшлейфовые трансформаторы, поскольку с их помощью можно согласовать в том или ином диапазоне любое нагрузочное сопротивление.

Согласующие трансформаторы включают непосредственно перед нагрузкой линии. Подбором длины всех шлейфов добиваются хорошего КСВН в тракте от генератора СВЧ колебаний до трансформаторов.

Согласование полосковых линий с разными волновыми сопротивлениями производится путем плавного изменения его ширины d на длине линии, равной 5—20 d_1, где d_1 — ширина центрального проводника линии с меньшим Z_0.

Необходимо подчеркнуть, что для цепей с распределенными постоянными, к которым относятся и полосковые линии, все формулы и эквивалентные схемы, где производится замена распределенных параметров сосредоточенными, являются весьма условными и приближенными. Поэтому при изготовлении различных узлов прихо-

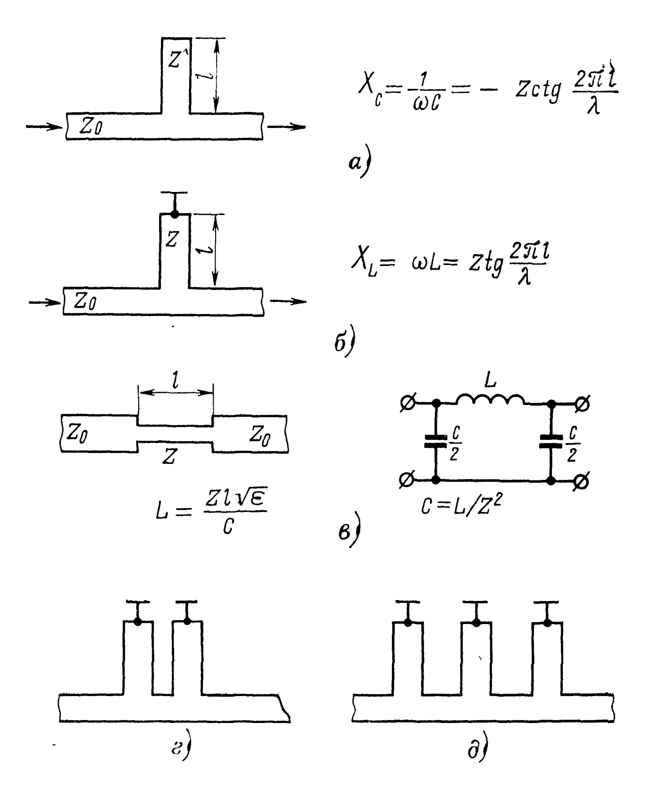


Рис. 64. Шлейфы и согласующие трансформаторы на полосковых линиях.

а — параллельный, разомкнутый на конце шлейф (параллельная емкость при $l<\lambda_л/4$); *б* — параллельный короткозамкнутый на конце шлейф (параллельная индуктивность при $l<\lambda_л/4$); *в* — последовательный шлейф (индуктивность при $l<\lambda_л/4$); *г* — двухшлейфовый трансформатор с короткозамкнутыми на концах шлейфами; *д* — трехшлейфовый трансформатор с короткозамкнутыми на концах шлейфами.

дится расчетные данные в той или иной степени корректировать, подбирая размеры экспериментально.

Детекторные секции. При многих измерениях, а также при наладке узлов, собранных на ленточных линиях, необходимы индикаторы мощности. Широко распространен индикатор в виде детекторной секции или, как ее часто называют, детекторной головки, представляющей собой кристаллический детектор, включенный в полосковую линию и согласованный с ней. Детекторная головка имеет устройство для вывода постоянной или низкочастотной составляющей продетектированного высокочастотного тока на измерительный прибор или осциллограф.

Как и в любых других линиях передачи, в детекторной секции на полосковой линии должно быть короткое замыкание по постоянному току со стороны высокочастотного тракта, не влияющее на прохождение высокочастотной энергии к детектору. С другой стороны, высокочастотные токи не должны проникать в цепи низкой частоты. Для этих целей в детекторной головке обязательно имеется конденсатор небольшой емкости, сопротивление которого ничтожно мало для высокочастотных токов и очень велико для продетектиро-

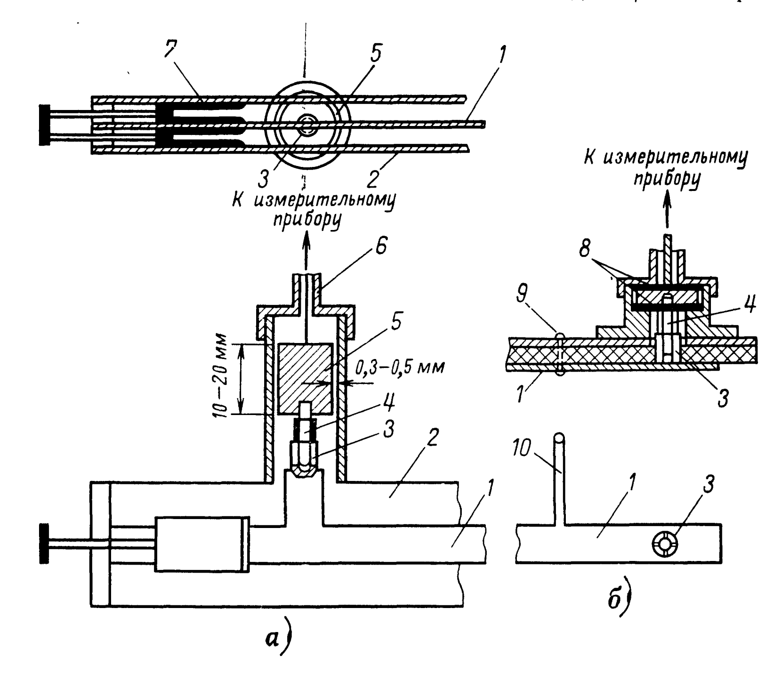


Рис. 65. Детекторные головки (секции) для полосковых линий.

а — перестраиваемая головка с детектором в боковом плече; *б* — широкополосная неперестраиваемая детекторная головка; *1* — центральный проводник; *2* — нижняя заземленная пластина; *3* — гнездо для вставки детектора; *4* — детектор; *5* — зазор цилиндрического конденсатора для короткого замыкания высокочастотного тока; *6* — низкочастотный коаксиальный выход; *7* — поршень настройки; *8* — слюдяные прокладки; *9* — короткозамыкающая шпилька; *10* — шлейф подстройки с короткозамыкающей шпилькой на конце.

ванных токов низкой частоты. Наконец, конструкция детекторной секции должна быть такой, чтобы можно было применять кристаллические детекторы, предназначенные для работы на СВЧ в коаксиальных линиях и волноводах.

На рис. 65 схематически показаны два вида детекторных головок. В конструкции, изображенной на рис. 65,*а*, детектор помещен в боковом плече ленточной линии. Короткозамыкающий поршень *7* обеспечивает не только подстройку детекторной головки по высокой частоте на минимальный КСВН на требуемой частоте диапазона, но и замыкание низкочастотной цепи по постоянному току. «Короткое замыкание» токов сверхвысокой частоты после детектора осуществляется с помощью цилиндрического конденсатора *5* со слюдяным или воздушным диэлектриком. Этот конденсатор нисколько не препятствует прохождению постоянного или низкочастотного продетектированного тока к измерительному прибору. Детекторную секцию подобного типа целесообразно использовать в том случае, если требуется хороший КСВН в узкой полосе частот, и эту полосу необходимо смещать по диапазону.

На рис. 65,*б* показана широкополосная неперестраиваемая детекторная секция, которая может быть выполнена как на симметричной, так и на несимметричной ленточных линиях. Замыкание цепи постоянной составляющей тока происходит путем установки металлической шпильки *9* на конце четвертьволнового шлейфа, выполненного на полосковой линии с высоким волновым сопротивлением. Место подключения шлейфа и его волновое сопротивление подбирают экспериментально. Замыкание по высокой частоте достигается применением цилиндрического конденсатора.

Замыкание по постоянному току, почти не влияющее на распространение высокочастотной энергии по ленточной линии, можно осуществить с помощью тонкой стальной проволочки, протянутой в местах отсутствия электромагнитного поля линии.

При измерениях в ленточных трактах можно также использовать стандартные промышленные коаксиальные и волноводные детекторные секции, подключая их к полосковой линии через коаксиально-полосковый или волноводно-полосковый переходы.

Направленные ответвители на полосковых линиях широко применяют вместо измерительных линий в индикаторах отраженной волны, индикаторах мощности СВЧ генераторов и в других случаях, где необходимо «отобрать» часть энергии падающей или отраженной волны. Желание выполнить направленный ответвитель только путем изменения формы центрального проводника приводит к конструкциям, изображенным на рис. 66.

Среди многих типов и разновидностей ответвителей в технике полосковых линий наиболее широко применяются так называемые шлейфовые направленные ответвители (рис. 66,*а*, *б*), являющиеся аналогами волноводных ответвителей с двумя или тремя отверстиями связи. Это объясняется тем, что они удобны в изготовлении, сравнительно легко поддаются расчету, причем экспериментальные результаты хорошо согласуются с теорией.

В ответвителях на связанных полосковых линиях (рис. 66,*в*) переход высокочастотной энергии из основной линии (*1—2*) во вспомогательную (*3—4*) осуществляется за счет близкого расположения линий. Направленные ответвители характеризуются двумя параметрами: переходным ослаблением (степенью связи) $L_{\text{перех}}$ и направленностью $L_{\text{напр}}$ (см. стр. 44).

В шлейфовых ответвителях между основной и вспомогательной линиями, имеющими волновое сопротивление Z_0, используются полосковые линии с волновым сопротивлением $Z_ш$, в несколько раз большим Z_0. Переходное ослабление в таких ответвителях практически не зависит от частоты и может быть сделано весьма малым без появления нежелательной отраженной волны в основной линии. Переходное ослабление $L_{перех}$ в децибелах может быть подсчитано по формуле

$$L_{перех} = 20 \lg \frac{Z_ш}{Z_0},$$

пригодной для двух- и трехшлейфовых направленных ответвителей. В последнем случае $Z_ш$ относится к средней ветви, а крайние шлейфы имеют волновое сопротивление $Z=2Z_ш$. Чем меньше $L_{перех}$, тем меньше переходное ослабление и тем больше связь между основной и вспомогательной линиями.

Регулировать связь в шлейфовых направленных ответвителях можно путем изменения $Z_ш$ или длины шлейфа l. Обычно берут длину шлейфа равной $\lambda_л/4$ на средней частоте рабочей полосы. Максимальная направленность получается при расстоянии S между шлейфами, примерно равном $\lambda_л/4$; она снижается при увеличении или уменьшении этого расстояния.

Трехшлейфовые направленные ответвители оказываются значительно более широкополосными по сравнению с двухшлейфовыми.

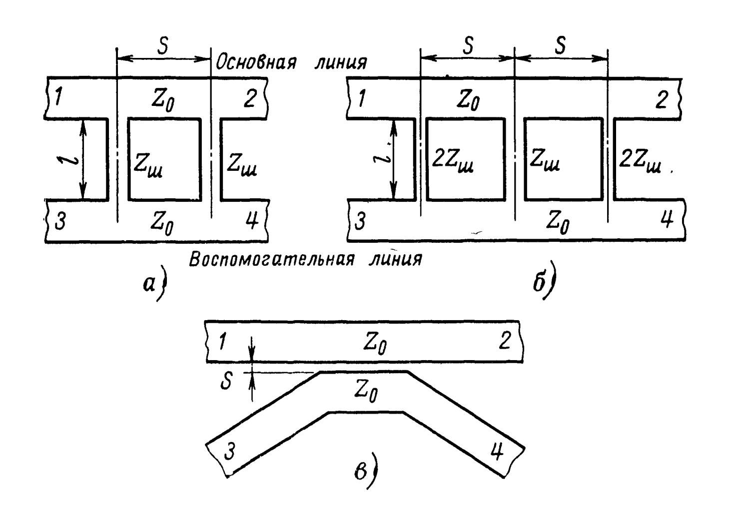


Рис. 66. Форма центральных проводников направленных ответвителей на полосковых линиях.

а — центральный проводник двухшлейфового ответвителя; *б* — то же трехшлейфового ответвителя; *в* — то же ответвителя на связанных линиях; *1* — от генератора; *2* — к нагрузке; *3* — ответвление отраженной волны; *4* — ответвление падающей волны.

В направленных ответвителях на связанных полосковых линиях связь и направленность определяются расстоянием s между центральными проводниками основной и вспомогательной линий, причем общая длина, на протяжении которой осуществляется переход электромагнитной энергии из одной линии в другую, должна быть равна $\lambda_л/4$ для средней частоты рабочего диапазона. В этом случае ответвленная мощность, а следовательно, и связь при данном s максимальны. Так, для ответвителя диапазона 1 ГГц, у которого волновое сопротивление основной и вспомогательной линий равно 50 Ом, при увеличении s от 0,8 до 12,7 мм переходное ослабление изменяется от 32 до 45 дБ, а направленность — от 22 до 11 дБ.

Направленные ответвители на связанных полосковых линиях более широкополосные, чем шлейфовые, и могут работать в диапазоне, крайние частоты которого относятся как 3 : 1. Однако заранее рассчитать их свойства затруднительно.

Резонаторы и их связь с полосковыми линиями. Выбор конструкции резонатора, будет ли он сделан из отрезков полосковой линии того или иного типа или будет иметь вид обычного объемного резонатора, определяется в основном требуемыми добротностью и диапазоном перестройки резонансной частоты. В ряде случаев важным требованием является стабильность резонансной частоты при изменении температуры и влажности.

Прежде чем рассматривать типы и свойства резонаторов, заметим, что для их изготовления обычно используют симметричные линии с воздушным диэлектриком, позволяющие получить достаточно высокую добротность благодаря малым диэлектрическим потерям, а также широкий диапазон механической перестройки. Для полного устранения бокового излучения на расстоянии 2—3D от центрального проводника ставят сплошные металлические полоски, замыкающие заземленные пластины.

Одним из простейших резонаторов является короткий отрезок симметричной ленточной линии с диэлектрическими опорами длиной $\lambda_{мин}/2$ или $\lambda_{мин}$ с разомкнутыми концами (рис. 67,*а*), где $\lambda_{мин}$ — минимальная длина волны диапазона перестройки. Диэлектрические опоры для уменьшения потерь помещают в месте расположения минимума электрического поля, т. е. на расстоянии $\lambda/4$ от разомкнутых концов на средней частоте диапазона. При размерах $d=D=$ $=10$ мм и $t=1$ мм были получены значения собственной добротности резонатора от 450 до 3000 на волне длиной около 4,5 см.

Настройку резонатора в сравнительно узких пределах можно производить введением диэлектрика между пластинами или путем ввинчивания емкостного винта через заземленную пластину в месте, где в резонаторе образуется пучность электрического поля, т. е. на расстоянии $\lambda/2$ от разомкнутого конца. В последнем случае возможно возбуждение излучаемых видов колебаний и в связи с этим резкое снижение добротности.

С точки зрения повышения надежности и стабильности работы, а также простоты конструкции лучшей является система настройки с введением диэлектрика, так как при этом отсутствуют контакты, вызывающие потери энергии, а диэлектрические потери при использовании фторопласта или полистирола невелики, если диэлектрик занимает небольшую часть пространства между центральным проводником и заземленными пластинами резонатора.

Значительно более широкий диапазон настройки можно получить путем изменения длины центрального проводника резонатора

(рис. 67,*б*). В этом случае один конец центрального проводника разомкнут, а другой короткозамкнут, и перестройка осуществляется путем выдвижения полоски металла в полость между заземленными пластинами или путем перемещения короткозамыкающего поршня при неподвижной центральной полоске. Успех решает хороший контакт центрального проводника в месте короткого замыкания на заземленные пластины.

Связь с резонаторами обычно осуществляется путем устройства емкостного зазора между центральным проводником резонатора и входной или выходной полосковыми линиями. Полосковые линии вводят в резонатор в месте расположения пучности электрического

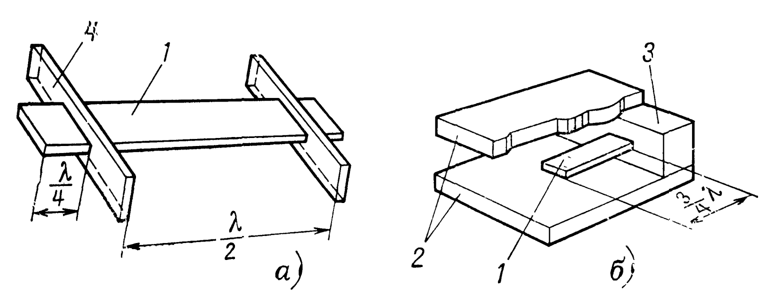


Рис. 67. Резонаторы из отрезков полосковых линий.

а — из разомкнутой на концах линии; *б* — из короткозамкнутой на одном конце линии; *1* — центральный проводник; *2* — заземленные пластины; *3* — короткозамыкающий брусок; *4* — компенсированные диэлектрические опоры.

поля, т. е. на расстоянии λ/4 или 3/4 λ от короткозамкнутого конца центрального проводника резонатора.

Если требуемая собственная добротность резонатора велика (5000—10 000), то приходится отказываться от полосковых резонаторов и применять обычные полые резонаторы. Необходимо только сделать к ним элементы связи на полосковых линиях. Заземленные пластины припаивают к оболочке резонатора, а центральный проводник длиной, меньшей λ/4, подбираемой экспериментально, вводят сквозь отверстие в резонаторе в пучность электрического поля нужного вида колебаний. Центральный проводник полосковой линии внутри резонатора выполняет роль емкостного штыря; его располагают параллельно силовым линиям электрического поля рабочего вида колебаний. Длина штыря, определяющая величину связи с резонатором, а следовательно, и величины нагруженной и внешней добротностей, подбирается экспериментально.

Для осуществления магнитной связи центральный проводник полосковой линии вводится в пучность магнитного поля и замыкается на конце на резонатор. В результате образуется петля связи. При этом петля относительно магнитного поля должна быть ориентирована так, чтобы силовые линии магнитного поля «пронизывали» петлю, т. е. проходили перпендикулярно плоскости петли. Если вращать петлю вокруг продольной оси ленточной линии, то значение коэффициента связи с резонатором будет уменьшаться и станет равным нулю при повороте на 90° относительно положения максимальной связи. Этим способом можно регулировать величину связи.

Другой способ регулировки величины магнитной связи — изменение площади петли. Чем эта площадь больше, тем больше и коэффициент связи. Однако эта закономерность остается справедливой, пока длина проводника, находящегося в резонаторе и образующего петлю, меньше четверти длины волны в свободном пространстве.

Наконец, резонаторы с малой нагруженной добротностью можно сделать на любых однородных ленточных линиях, включая на расстоянии $\lambda_л/2$ какие-либо неоднородности, например штыри, замыкающие центральный проводник с заземленными пластинами. Такие резонаторы на несимметричных полосковых линиях с диэлектриком из стеклоткани, пропитанной фторопластом, имеют добротность около 100.

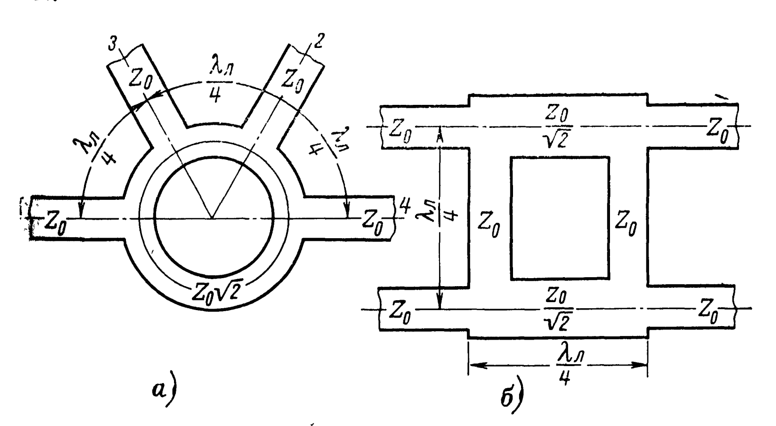


Рис. 68. Формы центральных проводников полосковых кольцевых распределителей.

а — распределитель обычного типа; *б* — распределитель на прямых отрезках полосковых линий.

Кольцевые мосты. Из мостовых СВЧ схем наибольшее распространение в технике полосковых линий получили кольцевые мосты (распределители) из-за чрезвычайной простоты их изготовления по сравнению с аналогичными волноводными и коаксиальными устройствами.

На рис. 68,*а* показана форма центрального проводника такого моста. Для обеспечения лучшего согласования волновое сопротивление кольца делают в $\sqrt{2}$ раз больше волнового сопротивления боковых ветвей. На более длинных волнах, где размеры кольца становятся большими, для уменьшения габаритов «боковые» плечи *3* и *4* удобно располагать внутри кольца, если к ним, например, необходимо присоединить кристаллические детекторы балансного (двухтактного) смесителя.

Кольцевой мост может быть выполнен и из прямоугольных отрезков полосковых линий, как это показано на рис. 68,*б*.

По принципу действия кольцевые мосты являются узкополосными устройствами. Это их самый существенный недостаток по сравнению с другими мостовыми схемами. Однако удовлетворительные характеристики могут быть получены и здесь в диапазоне частот,

достаточном для многих практических случаев. Например, мост, изображенный на рис. 68,*а* в трехсантиметровом диапазоне волн, обладает следующими свойствами: ослабление энергии при переходе из плеча *1* в плечи *3* и *4* составляет 3±0,5 дБ в полосе частот 8,3—10 ГГц, а при переходе из плеча *1* в плечо *2* оно равно более 20 дБ в той же полосе, и более 30 дБ в полосе частот 8,9—9,3 ГГц. При этом согласование характеризуется значением КСВН в плече *1* менее 1,4 во всем диапазоне от 8,3 до 10 ГГц.

На полосковых линиях могут быть построены и мосты, сходные по своим свойствам с двойными волноводными тройниками, рассмотренными выше. Конструкция полосковых Т-мостов значительно сложнее, чем кольцевых.

Смесители. Все элементы, необходимые для сборки смесителей приемников, были рассмотрены выше. Это детекторные секции, направленные ответвители и кольцевые мосты.

Например, однотактный смеситель можно получить, подключив ко входу *1* направленного ответвителя (рис. 66) антенну, ко входу *2* — детекторную головку, к линии *3* — гетеродин, а к линии *4* — поглощающую нагрузку. Переходное ослабление ответвителя должно быть около 20 дБ. Тогда принимаемый сигнал не будет заметно ответвляться в плечо *4*. Сигнал промежуточной частоты с коаксиального выхода детектора подается непосредственно на усилитель промежуточной частоты.

С использованием кольцевого моста удобно сделать балансный смеситель. К плечам *3* и *4* (рис. 68,*а*) подключают одинаковые детекторные секции со специально подобранными кристаллическими детекторами, имеющими в максимально возможной степени идентичные характеристики. К плечу *2* присоединяется гетеродин, а к плечу *1* — антенна (через резонатор и аттенюатор).

Гетеродин проще всего собрать на отражательном клистроне (на сантиметровых волнах) или на металлокерамическом триоде (на дециметровых волнах). Коаксиальные выходы этих гетеродинов присоединяют к ленточному тракту через коаксиально-полосковые переходы.

Антенны и делители мощности. Для излучения и приема дециметровых и сантиметровых волн могут быть использованы обычно применяемые в этих диапазонах антенны. Для их подключения к аппаратуре на полосковых линиях должны быть применены коаксиально-полосковые или волноводно-полосковые переходы. Подобные антенны широко описаны в литературе, и мы их рассматривать не будем. Здесь же мы на одном примере покажем, как с помощью техники полосковых линий можно сделать остронаправленные антенны, эффективно работающие даже на волнах примерно 3 см.

Прежде всего отметим один из основных принципов антенных устройств, заключающийся в том, что свойства антенны при излучении радиоволн, т. е. направленность, широкополосность, волновое сопротивление и пр., остаются неизменными при использовании ее в качестве приемной, если в антенне нет ферритовых или других нелинейных или невзаимных элементов. Основываясь на этом принципе, называемом принципом взаимности, в дальнейшем будем рассматривать только передающие антенны.

Вернемся к рис. 60,*б*. Если убрать волновод *4*, то излучающая щель *7* будет простейшей «полосковой» щелевой антенной. Если из таких щелей составить решетку и возбуждать все щели син-

фазно, то получится остронаправленная антенна. Свойства такой антенны аналогичны свойствам решетки, состоящей из полуволновых вибраторов. Чем больше синфазных элементов имеет антенна, тем выше ее направленность.

На рис. 69,*а* показана антенная решетка, состоящая из 16 щелей, предназначенная для работы на частотах 9,375±5% ГГц, а на рис. 69,*б* — центральный проводник полоскового делителя мощности для ее питания, выполненный на симметричной полосковой линии. Светлыми точками показаны металлические штыри, замыкающие заземленные пластины для предотвращения бокового паразитного излучения.

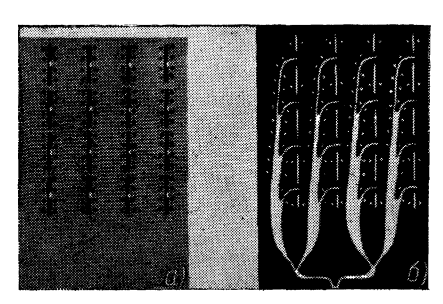


Рис. 69. Щелевая многоэлементная антенна на симметричных полосковых линиях (*а*) и центральный проводник ее делителя мощности (*б*).

В плоскости Н (перпендикулярной плоскости пластины на рис. 69,а и проходящей посередине между центральными горизонтальными рядами щелей) расстояние между центрами щелей равно 1,92 λ_0; ширина главного лепестка диаграммы направленности на уровне половинной мощности составляет 10°. В плоскости Е (перпендикулярной плоскости пластины на рис. 69,*а* и проходящей посередине между центральными вертикальными рядами щелей) расстояние равно 1,8 λ_0, а ширина главного лепестка 11,7°.

Многоэлементные антенны для другого диапазона волн могут быть выполнены при пропорциональном изменении приведенных здесь размеров.

Антенные решетки на сантиметровых волнах в последнее время применяются сравнительно редко, в частности потому, что сложно сделать многочисленные разветвления основной питающей полой волноводной или коаксиальной линий. Эти трудности легко преодолеваются при использовании полосковых линий.

Рассмотрим подробнее делитель мощности, показанный на рис. 69,*б*. Он может быть разбит на два делителя: прогрессивный, отдельно показанный на рис. 70,*а*, и так называемый «двукратный» (рис. 70,*б*).

Прогрессивный делитель позволяет осуществить ответвление любого количества одинаковых порций СВЧ энергии, если потери в нем пренебрежимо малы. Важно только, чтобы электрическая длина каждой ветви отличалась от другой на целое число длин волн в полосковой линии $\lambda_л$. Тогда амплитуда и фаза в каждом щелевом элементе антенны будут одинаковыми.

Выбрать волновые сопротивления ответвленной и основной линий можно по формуле для параллельного соединения сопротивлений:

$$\frac{1}{Z_{общ}}=\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2},$$

где $Z_{общ}$ — волновое сопротивление общей линии, а Z_1 и Z_2 — волновые сопротивления соединяемых параллельно линий.

Коэффициент стоячей волны напряжения на входе такого разветвителя в рабочем диапазоне антенны меньше 1,15. Заметим также, что ответвленные линии должны быть как бы продолжением основной (рис. 70,*а*), а не подсоединяться к ее боковой стороне. В последнем случае КСВН разветвления увеличивается до 1,25—1,3.

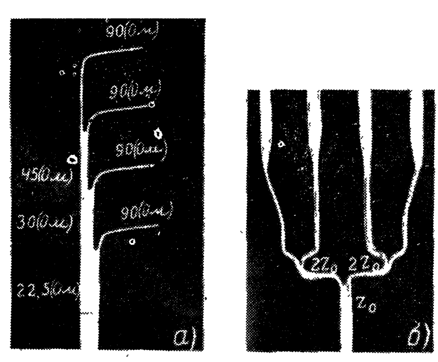


Рис. 70. Формы центральных проводников прогрессивного (*а*) и «двукратного» (*б*) делителей СВЧ мощности.

В «двукратном» делителе обычно стремятся электрическую длину каждой ветви сделать одинаковой. В точках разветвления к общей линии, имеющей волновое сопротивление $Z_{общ}$, присоединяют линии с волновым сопротивлением $Z=2Z_{общ}$. Последние выполняются так, чтобы их волновое сопротивление постепенно уменьшалось, достигая у следующей точки разветвления снова величины $Z_{общ}$. Однако «двукратный» делитель может быть сделан и из линий с одинаковым волновым сопротивлением. Тогда расстояние между последующими точками деления должно быть кратным нечетному числу $\lambda_л/4$.

Если же необходимо разделить СВЧ энергию на 3 или 5 частей, то к точке разветвления должны подходить 3 или 5 линий, имеющих волновое сопротивление соответственно $3Z_{общ}$ или $5Z_{общ}$.

Таким образом, при конструировании многоэлементной щелевой антенны, выполненной на полосковых линиях, необходимо сначала экспериментально подобрать размеры одной излучающей щели так, чтобы КСВН в питающей одиночной линии был меньше 1,5—2. Затем, используя делители мощности, можно конструировать антенные решетки.

Фазовращатели. В ряде волноводных схем, а также при некоторых измерениях на сверхвысоких частотах необходимо иметь

элементы, электрическую длину которых можно было бы плавно менять. При этом их геометрическая длина должна оставаться неизменной. Такими элементами являются фазовращатели.

Например, при питании многоэлементной щелевой антенны, рассмотренной в предыдущем разделе, не всегда необходимо возбуждать щели синфазно. Если фаза поля электромагнитных волн, приходящих к каждой щели, не одинакова, а изменяется по определенному закону, то можно получить расширение и поворот диаграммы направленности, что в некоторых случаях необходимо. Такое изменение фазы можно осуществить с помощью фазовращателей, включенных в линию передачи непосредственно перед каждой щелью. Конечно, подобную операцию можно производить, если число излучающих элементов в антенне невелико.

Работа большинства фазовращателей основана на том, что длина волны в диэлектрике меньше, чем в свободном пространстве.

Конструктивно регулируемый фазовращатель на полосковых линиях может быть выполнен так же, как и переменный ослабитель, схематически изображенный на рис. 61. Только вместо поглощающей пластины используется диэлектрик с малыми потерями, который плавно вдвигается между центральным проводником и заземленной пластиной ленточной линии в соответствующий вырез ее диэлектрика. Длину подвижной диэлектрической пластины определить несложно. Обычно фазовращатель должен изменять электрическую длину линии на λ_0, т. е. менять фазу на 360° на самой длинной волне рабочего диапазона. Тогда длина диэлектрической пластины l будет равна $\lambda_0/(\sqrt{\varepsilon}-1)$.

Чтобы уменьшить отражения от подвижной пластины, ее делают с плавными скосами на концах и из того же диэлектрического материала, что и изоляция между центральным проводником и заземленной пластиной полосковой линии.

Ферриты в ленточных линиях. Все большее распространение в технике получают так называемые невзаимные и управляемые устройства. В них наиболее широко применяются ферриты. Невзаимные устройства отличаются тем, что их характеристики для электромагнитных волн, распространяющихся в прямом и в обратном направлениях, совершенно различны.

Одним из простейших и вместе с тем одним из наиболее распространенных управляемых устройств является ферритовый ослабитель с подмагничиванием. Здесь нет невзаимных явлений, электромагнитная волна ослабляется одинаково при прохождении через ослабитель в прямом и обратном направлениях.

Наиболее просто подобный ферритовый ослабитель можно сконструировать на несимметричной полосковой линии. Ферритовая пластинка прямоугольной формы, имеющая в диапазоне 3—10 см сечение площадью в несколько квадратных миллиметров и длину в несколько сантиметров, помещается между центральным проводником и заземленной пластиной вдоль их продольной оси. Для подмагничивания пластинки в продольном направлении на полосковую линию должен быть надет электромагнит, дающий в области ферритового образца постоянное магнитное поле примерно 16 000—64 000 А/м. Так как ферритовые пластинки в ленточных линиях значительно меньше по размерам, чем в обычных волноводах, то электромагнит может быть весьма миниатюрным, и для его питания потребуется небольшой постоянный ток. Меняя значение тока электромагнита, т. е. меняя подмагничивание феррита, можно полу-

чить различное ослабление электромагнитной волны. Такие ослабители почти безынерционны. Их применяют, например, для стабилизации выходной мощности генераторов СВЧ в полосе частот. Если же необходим постоянный ферритовый ослабитель, то вместо электромагнита может быть применен постоянный магнит.

Если на электромагнит ферритового ослабителя подавать переменный ток сравнительно низкой частоты (до 10 МГц), то высокочастотный сигнал, проходящий по ленточной линии и ферриту, будет модулироваться по амплитуде и фазе, т. е. ферритовый аттенюатор может выполнять роль модулятора.

Невзаимные явления в полосковой линии с ферритом, например разное ослабление при прохождении электромагнитной волны в прямом и обратном направлениях, можно наблюдать, если поместить ферритовую пластинку вблизи края центрального проводника параллельно его продольной оси, и осуществить подмагничивание ферритовой пластинки.

ИЗГОТОВЛЕНИЕ СХЕМ НА ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

Диэлектрики, клеи и металлы. Наиболее подходящими диэлектриками для изготовления полосковых узлов и деталей являются полистирол, полиэтилен, фторопласт, плексиглас (органическое стекло), а также стекловолокно, пропитанное фторопластом. Эти диэлектрики имеют $\varepsilon = 2{,}2 \div 3$ и весьма малые потери на сверхвысоких частотах (кроме последних двух). Основные свойства этих диэлектриков приведены в табл. 7.

В радиолюбительской практике лучшим диэлектриком является полистирол, так как куски его легко склеиваются друг с другом и металлами (в последнем случае с помощью клеев типа БФ). Для склейки полистироловых кусков можно использовать полистироловый клей, который получается растворением полистироловой стружки в дихлорэтане.

Полиэтилен (политен) легко получается в виде тонких листов, толщина которых может быть выдержана с высокой точностью. Он гибок и достаточно прочен, что делает его также пригодным для использования в технике полосковых линий. Однако, как и полистирол, он недостаточно стоек к температуре (размягчается при температуре 80 °С).

Фторопласт можно нагревать до 250 °С, но он очень дорог и плохо склеивается с металлами.

Плексиглас можно применять для коротких по длине линий, а также для линий с опорным диэлектрическим листом, так как на высоких частотах он обладает бо́льшими потерями, чем полистирол и фторопласт (см. табл. 7). Склеивается плексиглас полистироловым клеем или чистым дихлорэтаном.

Из металлов для радиолюбителей наиболее подходящим материалом является медная фольга толщиной 0,05—0,15 мм, приклеиваемая к листам диэлектрика клеями типа БФ.

При изготовлении любых полосковых узлов и деталей необходимо выполнять некоторые простые правила. В противном случае трудно рассчитывать на удовлетворительную работу тех или иных устройств.

Необходимо прежде всего обратить внимание на плотность прилегания металлических плоскостей к диэлектрику. При приклеивании надо стараться не допускать образования пузырьков воздуха.

При нанесении пленки металла на диэлектрик путем наращивания гальваническим способом металлическая поверхность копирует все шероховатости диэлектрика. Высокочастотные потери при этом заметно возрастают. Поэтому гальванически наращивать металлические проводники следует только в том случае, если поверхность диэлектрического листа гладкая.

Особенно тщательно надо следить за прилеганием центрального металлического проводника к диэлектрику в симметричных линиях. Лучше всего центральный проводник наносить или приклеивать на два листа диэлектрика, а потом складывать их так, чтобы оба центральных проводника точно соприкасались друг с другом. Контакт между ними здесь уже не важен. Диэлектрические листы после такого складывания могут быть скреплены заклепками, проходящими через заземленные пластины вне центрального проводника.

Техника печатания радиотехнических схем в промышленных условиях до последнего времени развивалась в направлении автоматизации и удешевления массового производства узлов и приборов, работающих на частотах ниже нескольких десятков мегагерц. Часть из этих технологических процессов и способов может быть перенесена на изготовление СВЧ аппаратуры на полосковых линиях.

Травление фольгированного диэлектрика. Изготовление СВЧ схемы на полосковых линиях начинается с тщательного вычерчивания тушью на листе ватмана формы центрального проводника с увеличением в 15—20 раз. В низкочастотных схемах берут увеличение только в 2—5 раз, так как там не требуется большая точность воспроизведения рисунка схемы, а для применения в СВЧ диапазоне иногда требуется изготовить центральный проводник с точностью ±0,02 мм.

Затем рисунок схемы на ватмане фотографируется с уменьшением в 15—20 раз. В результате получается фотопленка, имеющая светлые участки там, где должен быть центральный проводник полосковой линии в натуральную величину. Эта пленка плотно прикладывается к листу диэлектрика, покрытому с двух сторон гальваническим способом тонким слоем меди. Медный слой можно наращивать не только гальваническим способом. Можно, например, приклеивать к диэлектрику с двух сторон медную фольгу толщиной 0,05 мм и менее.

На слой меди с той стороны, где должен быть центральный проводник полоскового узла или схемы, наносится слой светочувствительной краски, которая становится нерастворимой в воде под действием интенсивного света. После экспозиции смывают теплой водой краску с тех мест, которые не были освещены. Оставшуюся краску, прикрывающую будущий центральный проводник, закрепляют путем припудривания специальным порошком, содержащим канифоль. После оплавления порошка весь узел помещают в раствор хлорного железа, где происходит вытравливание не защищенного краской слоя меди. С обратной стороны заземленная пластина не вытравливается, так как ее предварительно покрывают кислотоупорным лаком.

Если печатным способом изготовляются отдельные узлы схемы, например кольцевые мосты, то обычно за один прием обрабатывают не один, а пять — десять узлов. Для этого ватман фотографируют не один, а, скажем, пять раз. Затем к листу фольгированного диэлектрика прикладывают негативное изображение не одного

моста, а сразу пяти. Другими словами, за один цикл обработки изготовляют пять совершенно идентичных узлов.

Кроме фотографического способа нанесения рисунка сверхвысокочастотной схемы на покрытый медью диэлектрик, находят применение и другие — типографский и сеточнографический. Первый заключается в том, что изображение центральных проводников полосковых линий печатается на омедненном диэлектрическом листе с выпуклого клише подобно тому, как в книгах и журналах печатают штриховые рисунки.

Сеточнографический метод. На мелкую сетку из капрона, стали или бронзы, натянутую на рамку, наносится светочувствительный слой. На него, как в фотоувеличителе, проектируется позитивное изображение центрального проводника полосковой схемы. В засвеченных местах светочувствительный слой задубится и станет нерастворимым в воде.

После смывания светочувствительной пленки, не подвергшейся дейтвию света, получают сеточный трафарет, который будет пропускать краску только в тех местах, где должны быть проводники ленточных линий. Рамку с подобным негативом укрепляют над листом фолгьированного диэлектрика, и через сетку в местах, незащищенных светочувствительных слоем, выдавливают на заготовку кислотоупорную краску. Последняя покрывает и защищает от вытравливания будущие центральные проводники полосковых линий СВЧ схемы.

Конечно, точность двух последних способов нанесения изображения на фольгированный диэлектрик значительно ниже, чем в случае фотоспособа, однако в ряде случаев и они находят применение.

Метод гальванического осаждения (метод проводящей краски). Предварительно на одну сторону диэлектрического листа путем электролитического осаждения наносится слой меди. Затем на другую сторону листа через затянутый сеткой трафарет сеточнографическим методом наносится серебряной проводящей краской рисунок схемы. После высыхания краски на покрытые ею места осаждается электролитически небольшой слой меди.

Для изготовления элементов симметричных линий описанным выше способом центральный проводник наносится на двух диэлектрических листах, являющихся зеркальным отображением друг друга. Последние затем складываются вместе заземленными пластинами наружу, склепываются или склеиваются.

Печатные схемы сантиметрового и дециметрового диапазонов также могут быть изготовлены в любительских условиях. Ряд полезных советов можно почерпнуть в книге Г. А. Бортновского «Печатные схемы в радиолюбительских конструкциях».

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В развитии любой отрасли техники можно отметить одно общее явление. Появляются новые приборы и методы производства, которые заменяют старые в тех применениях, где последние уже исчерпали свои возможности и стали тормозом дальнейшего продвижения вперед. Однако редко случается так, что новые принципы, приборы и технология полностью вытесняют старые. Например, появились полупроводниковые диоды и транзисторы, способные

с большой выгодой заменить обычные вакуумные лампы во многих, но не во всех случаях. Так, в телевизорах все лампы могут быть заменены полупроводниковыми приборами, кроме кинескопов. Но вакуумная техника также развивается. В результате и полупроводники и электронные лампы имеют свои области применения, а в большинстве областей взаимно дополняют друг друга. От этого возможности прогресса в развитии радиоэлектроники резко увеличиваются.

Подобное положение имеет место и в развитии линий передачи СВЧ, где волноводы, коаксиальные и полосковые линии взаимно дополняют друг друга, позволяя использовать каждую из них в тех случаях, где преимущества того или иного вида линии бесспорны, а недостатки несущественны. Так. например, полые волноводы круглого сечения находятся пока что вне конкуренции при использовании их для многоканальных волноводных линий связи. Многоканальные волноводные линии связи нашли свою область применения в качестве межузловых телефонных линий в телефонной сети особо крупных городов. Волноводы прямоугольного сечения в мощных радиолокационных передатчиках сантиметрового диапазона волн имеют неоспоримые преимущества перед коаксиальными и полосковыми линиями. Наоборот, последние в массовом производстве приемных СВЧ устройств более выгодны, чем коаксиальные линии и волноводы.

В настоящее время все более широко применяются не только отдельные узлы и детали на полосковых линиях. Практическое применение находят некоторые типы радиолокационных и других приемников сантиметровых волн, в которых все без исключения высокочастотные цепи собраны на полосковых элементах. При этом достигнуто существенное снижение массы, габаритов, стоимости и времени изготовления. Поэтому особенно большое значение техника печатания схем СВЧ диапазона имеет для производства радиоустройств, устанавливаемых на летательных аппаратах.

Каковы же перспективы развития схем на полосковых линиях? Это прежде всего дальнейшее уменьшение габаритов. Чем выше диэлектрическая проницаемость материала, на котором печатается схема, тем меньше ее габариты, причем сокращение размеров в первом приближении пропорционально квадратному корню из значения относительной диэлектрической проницаемости. Поэтому химики работают и весьма успешно над новыми синтетическими диэлектриками, удобными в производстве и обработке, обладающими малыми потерями на СВЧ и имеющими значительно большую диэлектрическую проницаемость по сравнению с известными пока диэлектриками. Это один из примеров того, как в наше время бурного прогресса науки и техники развитие разнородных отраслей знаний и производства тесно связано между собой, и успехи в каждой из них дают толчок к дальнейшим успехам в других.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Лебедев И. В.** Техника и приборы СВЧ. Т. 1. М., «Высшая школа», 1970.

2. **Жеребцов И. П.** Введение в радиотехнику дециметровых и сантиметровых волн. Изд. 2-е, перераб. М.—Л., «Энергия», 1964.

3. **Ефимов И. Е.** Радиочастотные линии передачи. М., «Советское радио», 1964.

4. **Белоруссов Н. И.** Электрические кабели и провода. М., «Энергия», 1971.

5. **Белоруссов Н. И., Гроднев И. И.** Радиочастотные кабели. М., «Энергия», 1973.

6. **Мейнке Х.** и **Гундлах Ф.** Радиотехнический справочник. Т. 1, Госэнергоиздат, 1961.

7. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П.** Справочник по элементам волноводной техники. М., «Советское радио», 1967.

8. **Печатные** схемы сантиметрового диапазона. Под ред. В. И. Сушкевича. М., Изд-во иностранной литературы, 1956.

9. **Полосковые** системы сверхвысоких частот под ред. В. И. Сушкевича. М., Изд-во иностранной литературы, 1959.

10. **Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р.** Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М., «Советское радио», 1972.

11. **Бортновский Г. А.** Печатные схемы в радиолюбительских конструкциях. Изд. 2-е, перераб. М., «Энергия», 1972.

12. **Кобяков В. С.** Переменный коаксиальный аттенюатор. А. С. № 146361 (СССР). — Опубл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1962, № 8.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 33 коп.